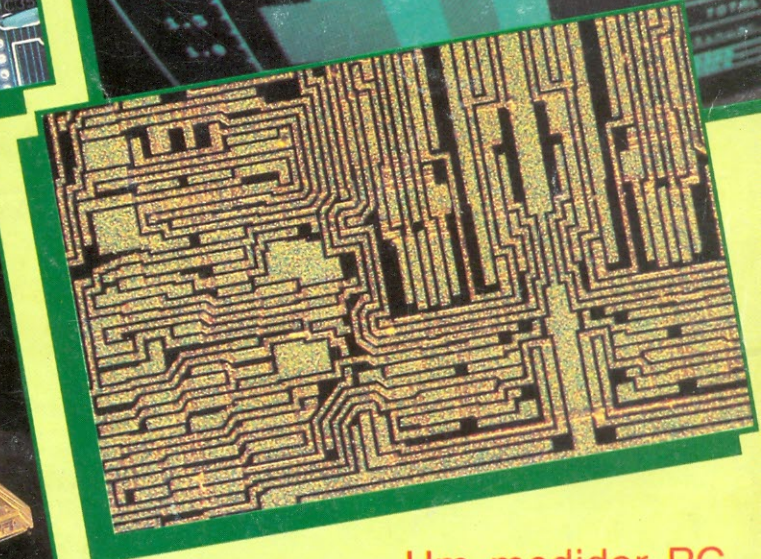
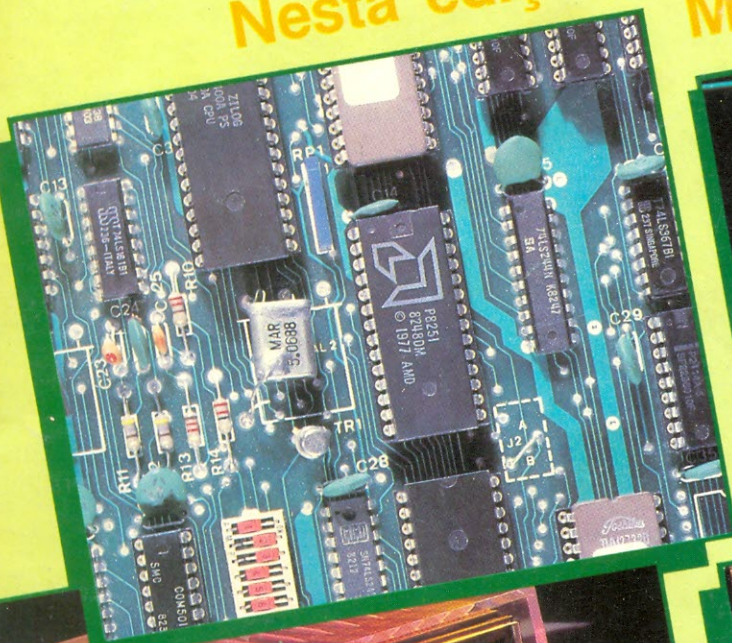


NOVA ELETRÔNICA

ANO X — Nº 113 — JULHO — Cz\$ 18,00

TUDO SOBRE HARDWARE NO CADERNO DE INFORMÁTICA

Nesta edição: MICROARQUITETURA
MEMÓRIAS DINÂMICAS



Um medidor RC
para sua bancada

Montagem do
timer fotográfico

Caderno de áudio

EDITELE

DIRETOR

Leonardo Bellonzi

NOVA ELETRÔNICA

EDITOR TÉCNICO

Juliano Barsali

Redação: José Américo Dias,

Elisabeth Ng (secretária)

tel.: (011) 240-8305

Colaboradores:

Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal, Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio César Dias Baptista, David Marco Risnik, Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo, José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma, Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann

Correspondentes:

Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrone (Milão)

PRODUÇÃO EDITORIAL

Sônia Aparecida da Silva

REVISÃO

Sueli A. Mazze Cerchiário

DEPARTAMENTO DE ARTE

Diagramador: Tah Kim Chiang

Assistentes: Eda Carvalho Ovalle (desenhista), Sueli Andreato

PRODUÇÃO GRÁFICA

Djalma Alencar Vieira

DEPARTAMENTO COMERCIAL

Celso Venneri Machado

ASSINATURAS

Paula Vetter

tel.: (011) 542-0602

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE

Gerente: João Conte Filho

Secretária: Marinês Marques da Silva

Contatos:

Jorge Vidal Montecinos

José Claudio Gonçalves Franzolin

tel.: (011) 532-1655

Representantes:

REPUBLICAR LTDA.

Rio de Janeiro — (021) 220-1656

Belo Horizonte — (031) 463-466

Porto Alegre — (0512) 42-4065

Recife — (081) 221-1955

Brasília — (061) 226-4784

ADMINISTRAÇÃO

Gerente: Pedro Nelson Nunes de Siqueira

tel.: (011) 531-5468

COMPOSIÇÃO: A.M. — Produções Gráficas Ltda./ FOTOLITO: Priscor Ltda./ **IMPRESSÃO:** Cia. Lithográfica Ypiranga/ **DISTRIBUIÇÃO:** DINAP — Distribuidora Nacional de Publicações S/A.

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1060 — CEP 04546 — Vila Olímpia
CAIXA POSTAL 30.141 — 01051 — S. PAULO, SP.
REGISTRO N° 9.949-77 — P. 153.
TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou dilettantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial. **NUMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda. **ASSINATURAS:** os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

CAPA



Presença obrigatória em toda revista moderna de eletrônica, a informática volta às páginas da NE. Volta, porém, com objetivos bem definidos, abordada como mais uma área da eletrônica. O novo Caderno de Informática, portanto, é dirigido aos técnicos e engenheiros da área, e irá trazer artigos mensais sobre *hardware*, componentes e *software* profissional.

NOTÍCIAS & SERVIÇOS

Notas nacionais	2
Notas internacionais	4
Classificados	72

CADERNO DE ÁUDIO

Pausa	6
Análise técnica do novo painel sonoro da Isoplan	8
Lançamentos	15

PY/PX

Coluna SWL	16
------------------	----

VÍDEO

Circuitos de TV — 4. ^a parte	18
TV-Consultoria	28

TELECOMUNICAÇÕES

Medição de ruído nas comunicações — conclusão	33
---	----

CADERNO DE INFORMÁTICA

Microarquitetura — 1. ^a parte	38
Memórias RAM dinâmicas — 1. ^a parte	46

PRÁTICA

Temporizador digital para fotografia — conclusão	50
Ohmímetro/capacímetro analógico	54

ENGENHARIA

Prancheta nacional	61
A nova família dos integrados GaAs — 2. ^a parte	62

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Como obter uma patente	69
------------------------------	----

CURSO

Manual de utilização do osciloscópio — 7. ^o fascículo	
--	--

Painel sonoro: a evolução dos alto-falantes

No quadro de poucas mudanças históricas dos alto-falantes, o painel sonoro é a última evolução marcante introduzida no Brasil

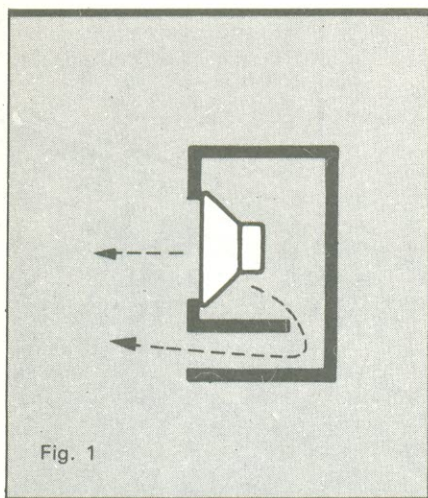
Desde a sua infância, através dos trabalhos pioneiros de Voigt e Rice/Kellog, nos meados da década de 20, o alto-falante, tal qual o conhecemos hoje em dia, tem sido um dos componentes da cadeia de reprodução sonora que menos evolução apresentou, apesar de ser um elo bastante crítico e importante, uma vez que o seu desempenho eletroacústico determina a qualidade da reprodução.

No mercado encontram-se vários

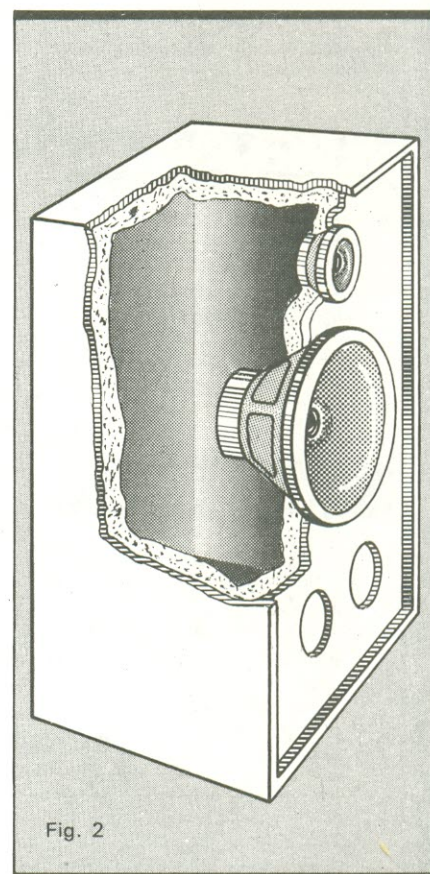
modelos que obedecem a concepções como o refletor de baixos (*bass reflex*), a suspensão acústica etc. Entretanto, apresentam em comum um sistema eletromecânico cuja dispersão sonora é feita por meio de um cone elaborado com diversos tipos de materiais, dentre os quais o mais moderno é aquele manufaturado com plástico do tipo polipropileno (figs. 1 e 2).

Recentemente, uma inovação em áudio vem sendo introduzida no mercado brasileiro, apesar de no exterior já ser conhecida há mais de dez anos: o sonofletor de radiação bipolar. Em forma de painel sonoro, como se vê na figura 3, é um transdutor eletroacústico de características isodinâmicas, onde o deslocamento do sistema móvel é mínimo e uniforme em toda a superfície irradiante. Sempre montado dentro de um determinado campo magnético, distingue-se das caixas acústicas convencionais pela sua excelente resposta de frequência, definição na reprodução de transientes, baixa distorção e total ausência de coloração. A coerência da imagem estereofônica e a perspectiva sonora são perfeitas devido à disposição coplanar dos transdutores de baixa e alta frequências.

Painel sonoro — O painel sonoro é um sonofletor que combina as características do tipo eletrostático com o



Esquema do sonofletor refletor de baixos.



Corte de um sonofletor tipo infinite baffle

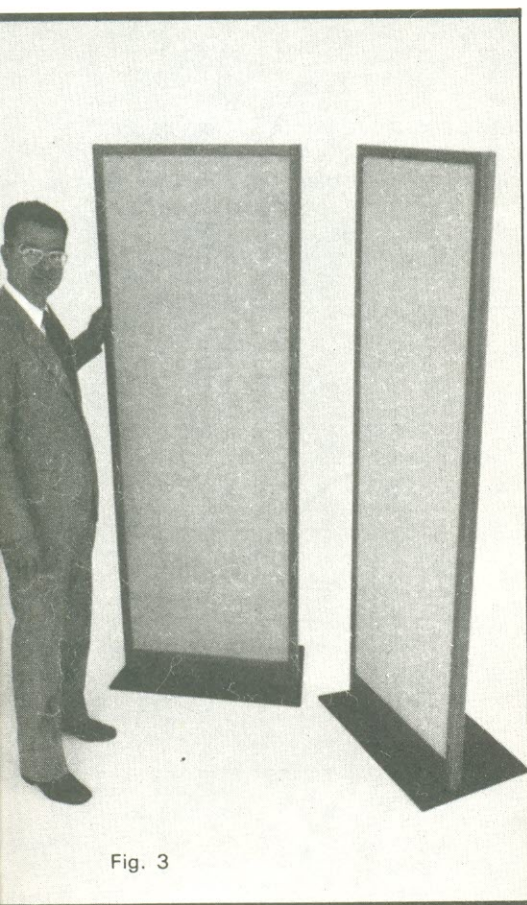


Fig. 3

princípio de operação do alto-falante convencional. Como o eletrostático, possui uma membrana de plástico, geralmente do tipo Mylar, de poliéster, tensionada e responsável pela dispersão sonora, que desloca-se dentro de um grande plano magnético.

Em sua concepção básica, consiste numa chapa metálica perfurada, cujos orifícios têm a função de manter baixa a frequência de ressonância, ao mesmo tempo que dão passagem às ondas sonoras, bem como atuar como uma resistência acústica. Na chapa perfurada estão afixados ímãs na forma de pequenas barras, entre os quais se forma um campo magnético, como ilustra a figura 4. A membrana de plástico fina é fixada sobre espaçadores no rebordo da armação e então montada sobre o plano magnético.

Por sua vez, a bobina, formada por um conjunto de fios bem finos, é disposta sobre a membrana na forma de zigue-zague ao longo de toda a sua área, ficando inteiramente recoberta pelo campo magnético (fig. 5). Esse tipo de bobina permite que a impedância seja por volta de 8 ohms e puramente resistiva. Além disso, a grande área da membrana ou diafragma resulta

num melhor acoplamento acústico, tornando desnecessário qualquer tipo de difusor e permitindo cobrir totalmente a gama de frequências.

Quando o sinal proveniente do amplificador percorre a bobina, esta reage com o campo magnético de modo semelhante ao princípio de funcionamento de um alto-falante dinâmico. Assim, como a bobina está distribuída ao longo da membrana, esta é, portanto, acionada uniformemente, como no sonofletor eletrostático, tornando-se livre de ressonâncias, de colorações e, devido à sua pequena excursão, com um excelente desempenho na reprodução de transitórios.

Complementando, essa concepção de sonofletor plano elimina ainda a necessidade de fontes de alimentação de alta-tensão, como no sistema eletrostático, o que é bastante vantajoso não somente pela redução do custo como também pela facilidade de instalação e operação.

A Tabela 1 indica as características técnicas do sonofletor de concepção magnética plana, ou painel sonoro, de fabricação totalmente nacional. Muito bem, vistas suas principais características, torna-se agora necessário analisar o desempenho do sonofletor na reprodução dos mais variados materiais sonoros.

O alto-falante plano isodinâmico, de concepção totalmente nacional.

Capacitores de Poliéster Metalizados de 1% Tolerância

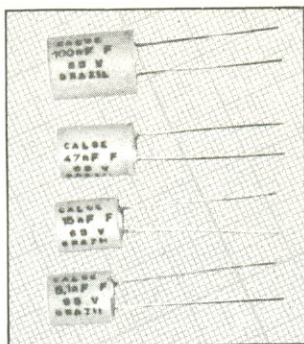
Tecnologia e qualidade

Projetado numa versão profissional e encapsulados em caneca plástica não higroscópica e auto-extingível.

Proporcionam flexibilidade necessária para a montagem convencional ou não. Destinam-se à qualquer montagem elétrica em baixa e média frequência até 250 kHz, onde se faz necessária precisão no valor da capacitância e dimensões reduzidas em encapsulamento profissional, tais como:

- osciladores, timers, clock's
- filtros, integradores, diferenciadores, etc.

Série 100



CALGE ELETRÔNICA LTDA

Avenida Vitor Gabriel, 97
05788 - São Paulo - SP
Telefone: (011) 511.2356

MEGABRÁS

ENGENHARIA DE LABORATÓRIO

LANÇAMENTO!

À VENDA NAS MELHORES CASAS DO RAMO



Todos os produtos MEGABRÁS levam Certificado de Garantia para 2 anos.

FREQÜENCÍMETROS DIGITAIS
FD 725-250 MHz
FD 726 CT-250 MHz

Com cristal envelhecido e acondicionado em câmara térmica com controle proporcional de temperatura. Saída padrão de 4 MHz.

MEGABRÁS - INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
Rua Baldomero Carqueja, 333 - CEP 05780
Fone: (011) 511-9888 - São Paulo - SP

A distorção sonora

Durante a reprodução do som, é importante que o mesmo se mantenha o mais fiel possível à fonte original. Entretanto, existe sempre uma pequena diferença entre o som reproduzido e o original, denominada

da distorção. Assim, se na entrada de um amplificador é aplicado um sinal puro, como a senóide *a*, e na saída se obtém a senóide *b*, a qual não é pura, mas sim a onda fundamental acrescida das harmônicas,

tem-se então a reprodução de uma distorção do som. Embora o sinal de saída tenha a mesma frequência que o de entrada, ou seja, o mesmo tom, apresenta-se, porém, com timbre diferente.

Harmônicas

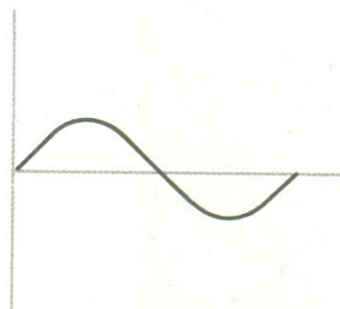
— (de som de uma determinada frequência, dita fundamental) são as ondas que a acompanham e cujas frequências são múltiplas da fundamental.

Timbre

— é o número e a intensidade de harmônicas que acompanham um som fundamental emitido, que depende sempre da característica da fonte sonora.

Tom

— é a qualidade dos sons que permite distinguir entre os agudos e graves. O tom de um determinado som é determinado pela frequência do mesmo ou pela frequência do som fundamental no caso de não ser puro.

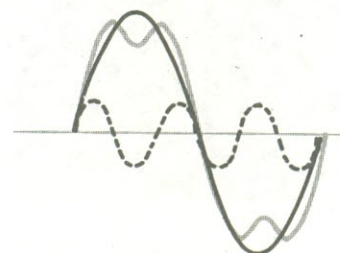


a)

Várias são as causas da distorção que, por sua vez, pode se manifestar no sinal de diversas maneiras. Entre os principais tipos tem-se:

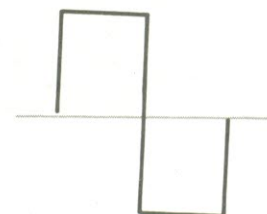
distorção de fase

É a causada pela defasagem das diversas frequências. Mesmo quando o perfil da senóide é alterado, o ouvido não percebe praticamente nenhuma diferença entre os sinais de entrada e de saída, por ser sensível somente ao conteúdo das harmônicas e não a sua fase relativa.



distorção de transitórios

Ocorre com bruscas variações do sinal de entrada do amplificador, tornando o alto-falante incapaz de segui-las, portanto, dependendo de um determinado intervalo de tempo. Para diminuir a distorção de transitórios, recorre-se à alimentação dos alto-falantes com um amplificador cuja impedância de saída seja baixa, por exemplo 4 a 8 ohms. Pelo esquema ao lado, nota-se a comparação entre uma senóide quadrada aplicada na entrada do amplificador e a mesma nos bornes do alto-falante.



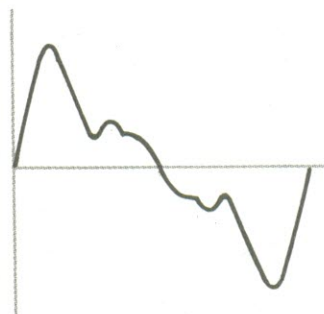
distorção de intermodulação

Quando em um sistema não-linear se misturam sinais de duas frequências e ocorre o chamado fenômeno de heterodinagem.

Análise subjetiva de sonofletores — Pode-se dizer, com certa propriedade, que a *alta-fidelidade* é uma correlação subjetiva de uma audição natural e direta da música ao vivo. Como um processo subjetivo, é, portanto, dependente de fatores pessoais, variáveis de ouvinte para ouvinte. O ouvido pode ser considerado um órgão imperfeito, porém inteligente e tolerante, pois, pelo contínuo hábito de ouvir música ao vivo ou reproduzida, torna-se treinado, criando no sentido da audição um mecanismo de correlação e de compo-

ção baseado na memória psicoacústica. Tal fato permite ao ouvinte analisar a qualidade do som reproduzido antecipadamente.

Por outro lado, o técnico encara a alta-fidelidade de forma objetiva, analisando-a por instrumental de laboratório durante o processo de audição, onde são verificados parâmetros eletroacústicos, tais como distorção de amplitude harmônica ou não linear, distorção de frequência, distorção de fase, distorção de transitórios etc. Em síntese, ao técnico, de fato, o que mais



b)

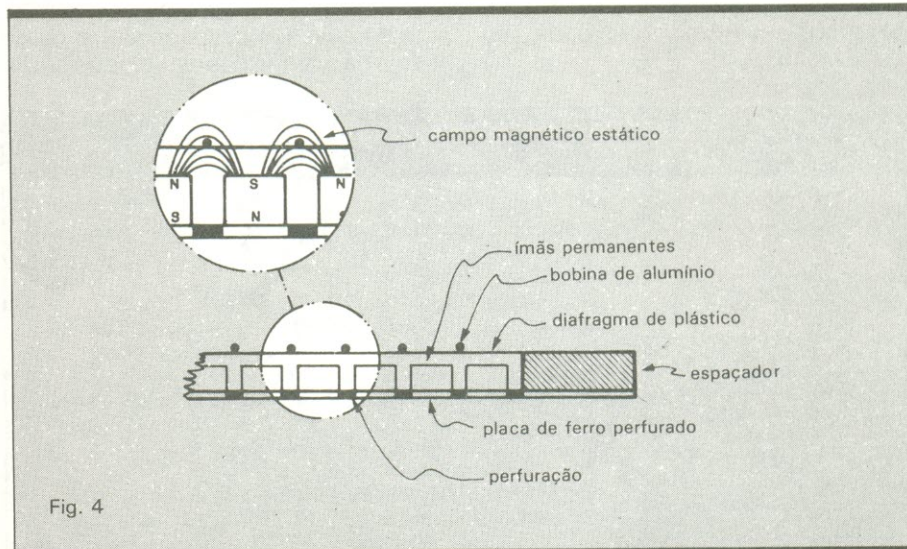
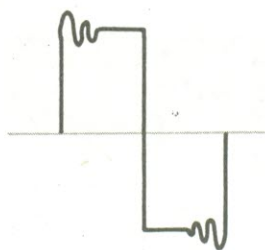
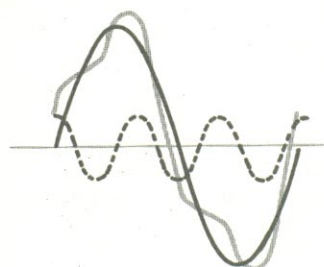


Fig. 4

Detalhe da montagem dos principais elementos do painel sonoro.

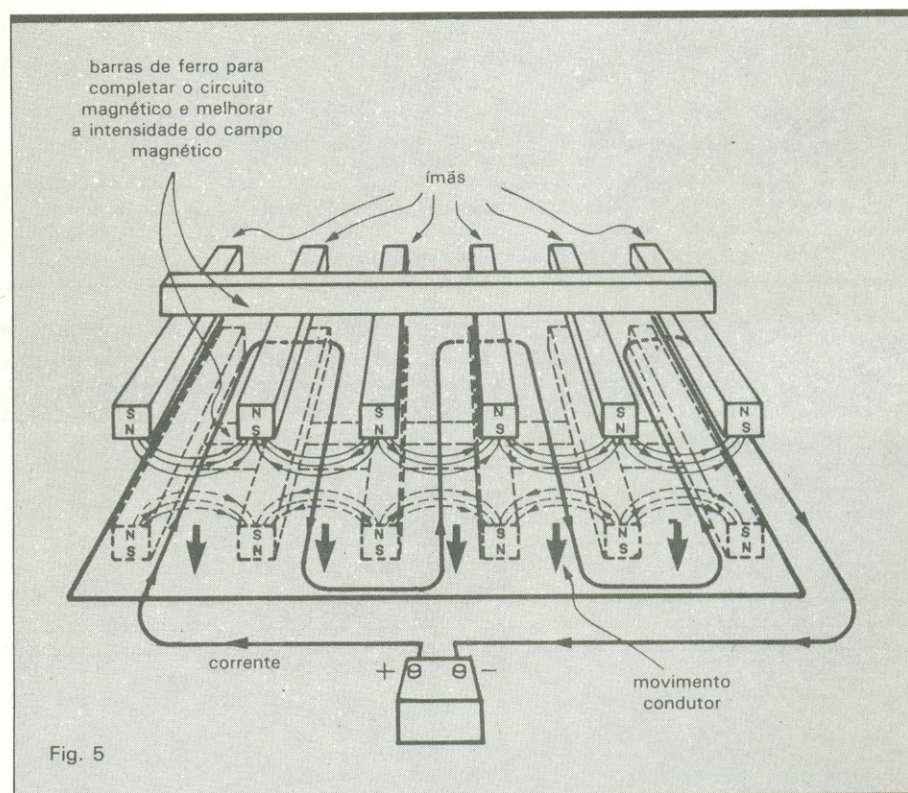


Fig. 5

Disposição da bobina de um alto-falante plano isodinâmico.

interessa é que, num sistema, o sinal de saída seja idêntico ao de entrada. Realmente, uma análise muito importante. Entretanto, o julgamento final e mais seguro da qualidade sonora de um sonofletor, sem dúvida alguma, será sempre dado pelo ouvinte. Considerando-se esse aspecto, o desempenho do painel sonoro é analisado pelo processo de audição subjetiva por comparação simultânea A/B.

Para a correta execução do processo de audição subjetiva, devemos considerar vários aspectos, tanto relativos ao equipamento e material sonoro, conforme mencionam detalhadamente as tabelas 2 e 3, como à própria sala de audição.

É importante esclarecer que, devido à excelente margem dinâmica e qualidade sonora, optou-se por um toca-discos digital de leitura óptica a *laser* e, para se evitar ao máximo qualquer interferência no sinal, no lugar de um pré-amplificador empregou-se apenas um controle de nível, evidentemente elaborado com componentes de altíssima qualidade. Como alto-falante de referência, foi escolhido um do tipo *Studio Monitor*, cujas características eletrofísicas apresentam a grande vantagem de permitir analisar e determinar com precisão a qualidade do material sonoro (por essa razão, geralmente são usados pelos engenheiros de som na maioria dos estúdios de grava-

ções, o que explica sua denominação).

A comparação instantânea entre os sonofletores de referência e o painel sonoro foi possível graças ao comutador de sonofletores, que por ser do tipo eletrônico, de ação ultra-rápida, evita o retardo criado durante a operação de comutação. Para o ajuste nos respectivos níveis sonoros, tornou-se indispensável o auxílio de um analisador de nível de som (decibelímetro), devidamente montado num suporte para correto posicionamento em relação aos sonofletores.

Quanto à sala de audição, foi criteriosamente selecionada obedecendo às proporções dimensionais estabelecidas pela engenharia acústica. No caso, a sala em questão apresentava as proporções de 1:1,25:1,2, de forma a anular efeitos negativos, tais como o aparecimento de ondas estacionárias. Além disso, o recinto foi tratado acusticamente, para evitar reverberações e amortecimentos excessivos.

Técnica de análise — As comparações tanto do sonofletor de referência como do painel sonoro foram efetuadas com os mesmos corretamente posicionados na sala de audição, principalmente o painel, para o qual, devido a suas características de irradiação bipolar, observou-se distâncias de 1 m da parede. Em seguida, por meio do medidor de nível de som (decibelímetro), ajustaram-se em 85 dB os respectivos níveis, usando-se para tanto, como fonte sonora, o disco compacto digital Denon, 38C39-7147, trilhas nºs 84 e 87.

A comutação deu-se nos períodos de uma frase musical, geralmente nas fermatas, ou seja, notas de longa sustentação, evitando-se tal procedimento no momento da modificação da textura musical, pois as variações poderiam ser interpretadas como diferenças tonais entre os dois sonofletores. Considerando-se ainda que o compri-

Especificações técnicas do painel sonoro

Tabela 1

características eletrofísicas	<p>modelo: Isoplan princípio: isodinâmico com transdutores de frequências altas e baixas número de canais: 2 resposta de frequência: 40 a 18 000 Hz, ± 3 dB faixa operacional: 40 a 200 W de potência musical impedância nominal: 4 ohms puramente resistivos frequência de transição: 1 100 Hz atenuação do divisor de frequências: 6 dB/oitava</p> <p>sensibilidade média: 80 dB (1 W/m) superfície irradiante: 3 701 cm² diagrama de irradiação: bipolar (dipolo acústico) dimensões em mm: altura — 1 850 largura — 630 profundidade — 41</p> <p>peso em kg: 22</p>
acabamento	<p>moldura: em madeira de lei encerada pedestal: em madeira de lei encerada tela: em tecido ortofônico cor creme</p>
acessórios	<p>2 pinos bananas, branco e vermelho 1 manual de instruções</p>
garantia	<p>6 meses contra defeitos de fabricação ou material</p>
<i>Obs.: Informações fornecidas pelo próprio fabricante.</i>	

Equipamentos e acessórios empregados na audição subjetiva por comparação simultânea A/B do sonofletor tipo painel sonoro

Tabela 2

equipamento	principais características	observações
sonofletor de referência	Yamaha, modelo NS-1000 M	alto-falante tipo <i>Studio Monitor</i>
amplificador de potência	Gradiente, modelo HA-II	<i>DC Active Servo Loop High Power Amplifier</i>
controle de nível	elaborado sob rígidas especificações	empregando componentes de altíssima qualidade
toca-discos a <i>laser</i>	Gradiente, modelo BDP-636	
comutador simultâneo	eletrônico	comandando por tecla à distância
medidor de nível de som	Realistic, referência 42-3019	<p>amplitude de 60 a 120 dB, com precisão de ± 2 dB — 114 dB SPL conforme IEC: curva ponderada C — uniforme em amplitude nas frequências de 32 a 8 000 Hz curva ponderada A — responde primariamente a frequências entre 500 e 10 000 Hz</p>

Material sonoro: discos compactos digitais, empregados na audição subjetiva por comparação simultânea A/B do painel sonoro

Tabela 3

título	referência	etiqueta	natureza da gravação
<i>Mozart Divertimento KV334-March KV445</i>	411 102-2	Philips	DDD
<i>Dvorak String Quartets n.ºs 12 Americans & 13</i>	38C37-7234	Denon	DDD
<i>Ein Straussfest</i>	CD-80098	Telarc	DDD
<i>Digital Audio Check CD</i>	33C39.7441	Denon	DDD
<i>Denon Audio Technical CD</i>	—	Denon	—
<i>Digital Laser Disc Player LDP-636</i>	TD 9015	Gradiente/Denon	—
<i>Test Recorder 1 Depth of Image</i>	CD 7900	Opus	AAD
<i>Test Recorder 3 Dynamics</i>	CD 8300	Opus	AAD

Obs.:

Codificação alfabética usada nos discos compactos:

DDD — gravador digital usado tanto no processo de gravação original como na mixagem, edição e transcrição;

AAD — gravador analógico usado durante a seção de gravação e nas subsequentes mixagem e edição, sendo a transcrição feita em gravador digital.

Seqüência de detalhes analisados durante a audição do painel sonoro

Tabela 4

tipo de análise	parâmetros		resultado
preliminar	resposta de freqüência	faixa baixa	sólida
		faixa média	natural
		faixa alta	aberta
	impressão		som claro, isento de distorção
detalhada	resposta de freqüência	faixa baixa	bem definida, sem o chamado "grave embarrigado"
		faixa média	real, macia, isenta de coloração
		faixa alta	transparente, reprodução dos pratos e triângulo excelente
	transientes		excelentes, reprodução das cordas e percussão com grande impacto
	dispersão		ampla, com leque sonoro bem definido
	sensibilidade		dinâmica, tão grande quanto a do alto-falante usado como referência
	imagem estereofônica		segura e bem definida
	distorção		ausência de distorção e fadiga auditiva

mento das ondas fundamentais contidas nas mensagens sonoras gira em torno de 3,4 m e 6,8 m, respectivamente para as freqüências de 100 Hz e 5 000 Hz, o posicionamento do áudio-analisador em relação aos sonofletores manteve-se dentro da distância média de 6,8 m. Isso permitiu que se ouvisse com toda propriedade e plenitude a propagação das respectivas fundamentais e não apenas a predominância das harmônicas subseqüentes.

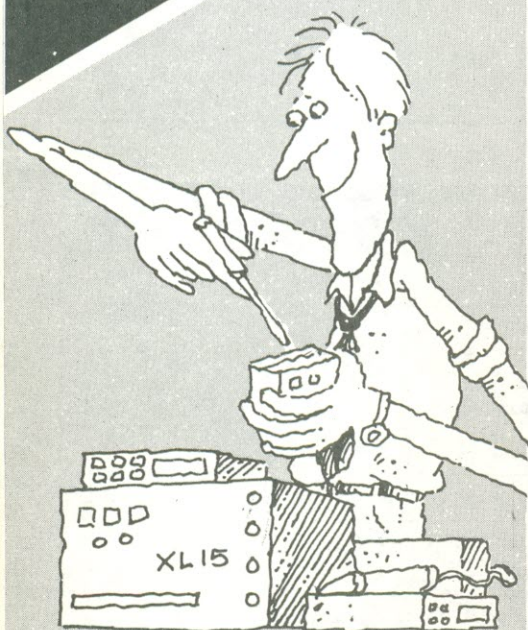
A análise propriamente dita — Evidentemente seria impossível discorrer

no âmbito deste artigo sobre todos os detalhes das características de desempenho do sonofletor plano. Como orientação para o audiófilo, durante a audição foram considerados: resposta de freqüência, transientes, dispersão, sensibilidade, imagem estereofônica e distorção. A Tabela 4 ilustra a seqüência obedecida pelo áudio-analisador durante a audição subjetiva por comparação simultânea A/B.

Assim, de uma forma geral, o sonofletor apresentou um timbre natural e grande velocidade de reprodução das baixas freqüências, como em música

de órgão. A faixa média revelou-se de excelente qualidade, com total ausência de distorções e efeitos de fadiga auditiva, e, dada a sua naturalidade, imprimia um envolvente efeito de relaxamento. Esse fato é bastante evidenciado na reprodução da trilha 11, música instrumental em Harpsichord, do disco CD 7900, Opus. Quando da reprodução da voz humana, conforme a trilha 13, do disco CD 7900, Opus, o sonofletor mostrou sua qualidade pela total discriminação das nuances, o que nem sempre é possível com a maioria dos alto-falantes convencionais.

MONTAGENS INÉDITAS!



É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRÔNICA

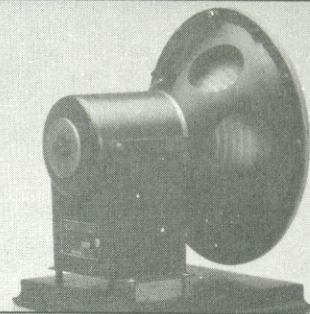
TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

A evolução do alto-falante desde 1925

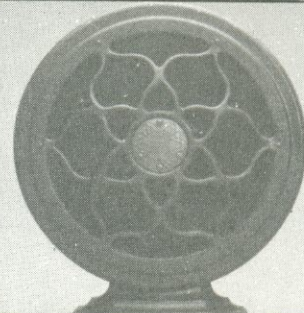
Alto-falante fabricado pela Philips holandesa, conhecido como "chapéu chinês". Foi lançado no mercado brasileiro por volta de 1925. Usava um cone ou anteparo de baquelita.



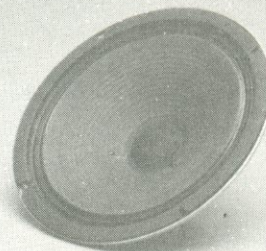
Um dos primeiros alto-falantes eletrodinâmicos, desenvolvido pela empresa americana *Stewart Warner*, por volta de 1933.



Alto-falante Dynacone, fabricado pela empresa americana *Crosley* por volta de 1929. Consistia de uma carcaça metálica na qual estava montado o cone e o sistema magnético.



Alto-falante moderno.



Por sua vez, a faixa de alta frequência do painel sonoro é transparente como na reprodução de pratos e triângulos da trilha 14 do disco de demonstração Gradiente/Denon. Além disso, revelou efeitos de ambiência e reverberações captados pelo processo de gravação, como por exemplo na trilha 10 do disco CD 7900, Opus, coral de música sacra gravado dentro da nave de uma igreja.

Sua dinâmica é impressionante pelo realismo na reprodução de complexas e elevadas passagens musicais, como demonstrou a execução do disco CD 80098, Ein Straussfest.

Sem dúvida alguma, a imagem foi empolgante, pois não apresentou nenhuma irregularidade de perspectiva

sônica — tanto a largura como a profundidade foram bastante naturais, revelando um amplo leque sonoro, uma vez que a dispersão era evidente para o áudio-analisador, em qualquer posição que se escolhesse na sala de audição.

Está de parabéns a Isoplan Eletroacústica, fabricante do painel sonoro nacional, que com seu pioneirismo tecnológico, dedicação e esmero industrial conseguiu elaborar um excelente sonofletor, com características de desempenho tão boas, senão melhores, que as dos congêneres importados. Assim apresenta ao audiófilo brasileiro uma solução prática e simples, valorizando a tão esquecida relação custo/benefício.

COLUNA SWL
2ª PARTE

No dial do seu rádio, uma janela para o infinito

Aqui, as características das ondas radiomagnéticas e os principais tipos de modulação

A qualidade da transmissão dos sinais de rádio pode ser severamente prejudicada tanto pela interferência causada por outros sistemas de transmissão como também pelo ruído ou pela estática. A interferência de outros canais de transmissão pode ser contornada ou mesmo reduzida a níveis desprezíveis através da correta alocação de frequências, posicionamento das antenas transmissoras e receptoras etc. Por outro lado, o ruído pode ser tanto de caráter impulsivo como aleatório. No primeiro caso, tem-se aqueles de origem artificial, causados pelo próprio homem, como, por exemplo, os ruídos produzidos por máquinas elétricas. No segundo caso, incluem-se os oriundos de fenômenos eletrostáticos na atmosfera, como as descargas elétricas das tempestades ou outros tipos de distúrbios elétricos — daí se origina o termo “estática”, que é mais pronunciado nos meses de verão que de inverno. O ruído aleatório surge do movimento ao acaso dos elétrons devido à ação da temperatura e de outros efeitos em componentes passivos de circuitos: resistores, capacitores e indutores.

Comprimento de onda e a frequência — Conforme mencionamos ante-

riormente, o sinal de rádio pode ser descrito em termos de frequência ou de comprimento de onda. Como geralmente ocorre uma certa confusão entre eles, é importante explicar o seu conceito. Em 1888, Heinrich Hertz, na Alemanha, demonstrou que as ondas eletromagnéticas, descobertas em 1865 pelo físico inglês Maxwell, propagavam-se como a luz, na velocidade de 300 mil km/s. Atualmente, a denominação hertz, simbolizada por Hz, foi adotada internacionalmente como unidade de medida que corresponde ao número de oscilações eletromagnéticas por segundo, em homenagem ao grande físico alemão. Uma vez que, nas ondas de rádio, o tempo, o espaço, o comprimento de onda, a frequência e a velocidade da luz estão inter-relacionados, pode-se, então, plotá-los numa fórmula prática, permitindo que a frequência seja transformada em comprimento de onda ou vice-versa. Desta maneira, tem-se que 1 hertz equivale a uma oscilação por segundo. Como as ondas eletromagnéticas se propagam no vácuo a uma velocidade de 300 mil km/s, determina-se que uma oscilação por segundo equivale a um comprimento de onda de 300 mil km. Geralmente, no dial de um radiorreceptor estão demarcadas as seguintes escalas:

- onda longa — 1 000 a 2 000 m;
- onda média — 180 a 600 m;
- onda curta — 10 a 80 m, aproximadamente.

Daí que, por exemplo, para se determinar quantos hertz, oscilações ou ciclos por segundo possui uma onda curta de 30 metros, basta calcular quantas ondas deste porte são necessárias para 300 milhões de metros ou 300 mil km. Por conseguinte, obtém-se um resultado de dez milhões, ou seja, uma onda curta com comprimento de 30 metros corresponde a dez milhões de oscilações ou hertz. Para facilitar a sua expressão como notação, exprime-se a frequência, usando-se respectivamente os prefixos gregos *kilo* e *mega* que equivalem a 1 000 e a um milhão. Assim, em nosso exemplo particular, a expressão seria 10 milhões de hertz, ou 10 000 quilohertz, ou, ainda, 10 megahertz. Pelo exposto, pode-se calcular facilmente a equivalência entre um determinado número de oscilações e o comprimento de onda, aplicando-se a seguinte fórmula:

$$\frac{300\ 000}{\text{comprimento de onda (em metros)}} = \text{frequência (em quilohertz)}$$

ou, ainda,

$$\frac{300\ 000}{\text{frequência (em quilohertz)}} = \text{comprimento de onda (em metros)}$$

Para facilitar, as principais faixas de ondas curtas demarcadas no dial do receptor estão reunidas na Tabela 1.

Tipos de modulação — Para que o sinal de rádio tenha aplicação prática, ele deve veicular informações, como voz, música etc. A informação é produzida no estágio final do transmissor e é extraída e utilizada no lado oposto ou no receptor. Num sistema de radiocomunicação, a informação é transportada por uma onda senoidal de alta frequência, denominada portadora, que é gerada num oscilador, cujo processo de aplicação da informação da portadora é conhecido por modulação ou detecção. Dentre os principais tipos de modulação, temos:

CW ou onda contínua (*Continuous Wave*) — foi um dos primeiros métodos utilizados para modular uma onda portadora, através de sua interrupção periódica segundo o código Morse. O CW é ainda hoje muito usado em comunicação de rádio.

AM ou modulação de amplitude (*Amplitude Modulation*) — pode ser defini-

da como um método de modular uma corrente da portadora, de forma que a amplitude desta corrente varie acima e abaixo do seu valor normal, conforme o sinal de áudio ou outro a ser transmitido. A classe A3 é normalmente usada nas transmissões em AM, ou seja,

uma emissão modulada em amplitude, com a portadora completa nas duas bandas laterais, que contêm as mesmas informações (fig. 1a).

SSB ou modulação em banda lateral (*Single Side Band*) — contém somente uma banda lateral modulada,

como o seu próprio nome indica. Pelo fato de ocupar apenas a metade da largura da banda, permite que mais estações sejam acomodadas no espaço restante. A transmissão em SSB é utilizada por estações de telefonia internacional, radioamadores e navios.

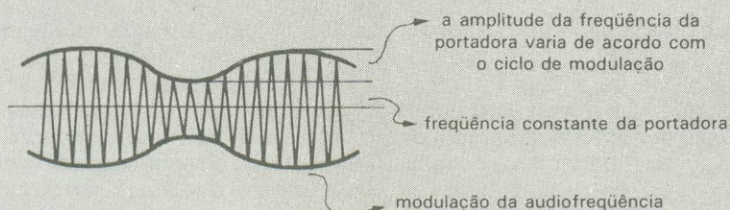
FM ou modulação de frequência (*frequency modulation*) — é quando a frequência da portadora é modulada de modo que varie acima e abaixo de uma frequência central, de acordo com o sinal a ser transmitido. A modulação em frequência, quando comparada àquela em AM, possui elevada supressão de ruído e interferência, possibilitando, conseqüentemente, uma excelente transmissão dos sinais de áudiofrequência. Entretanto, por operar em frequências elevadas, seu alcance é limitado a um raio de aproximadamente 100 km (fig. 1b).

Podemos ainda citar o caso da modulação por pulso — um recurso em que a informação é transmitida por uma série de pulsos, mas que não é utilizado para música e voz.

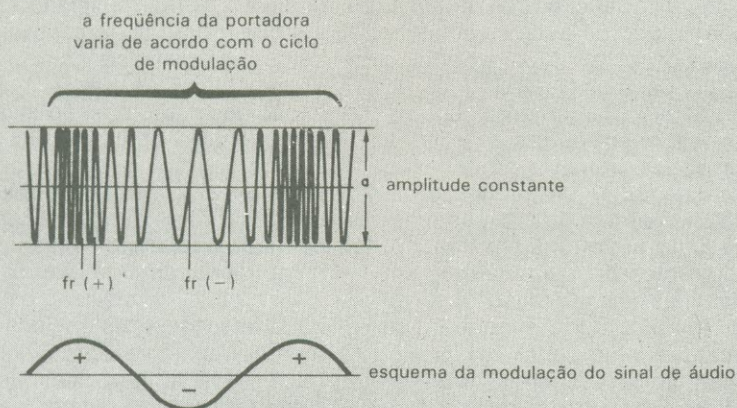
Faixa de ondas curtas

Tabela 1

faixa de onda (em metros)	frequência (em megahertz)	frequência (em quilohertz)
49	5,95 - 6,2	5 950 - 6 200
41	7,1 - 7,3	7 100 - 7 300
31	9,5 - 9,775	9 500 - 9 775
25	11,7 - 11,975	11 700 - 11 975
19	15,1 - 15,45	15 100 - 15 450
16	17,7 - 17,9	17 700 - 17 900
13	21,45 - 21,75	21 450 - 21 750
11	25,6 - 26,1	25 600 - 26 100



a)



b)

meia onda positiva — frequência da portadora aumenta
meia onda negativa — frequência da portadora diminui

Fig. 1

Esquemas da modulação de amplitude e de frequência.

LIVROS PETIT

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO-MÍNIMO

Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção, assembler/código de máquina.

CZ\$ 98,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey.

CZ\$ 68,00 mais despesas postais.

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE.

CZ\$ 72,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA DIGITAL — Teoria e Aplicação

CZ\$ 56,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA BÁSICA — Teoria e Prática

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

TELEVISÃO — Teoria e Consertos - Cores/PB.

CZ\$ 70,00 mais despesas postais.

TRANSCODIFICADOR DE CROMA NTSC/PAL-M

Teoria e Prática - P/Videocassete, micros, videogames, etc.

CZ\$ 120,00 mais despesas postais.

RÁDIO — Teoria e Técnicas de Consertos

Mais FMs, Alta Fidelidade, Stereo, etc.

CZ\$ 40,00 mais despesas postais.

SILK-SCREEN

P/Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc.

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

AUTOMÓVEIS — GUIA DE MANUTENÇÃO

CZ\$ 38,00 mais despesas postais.

FOTOGRAFIA

CZ\$ 18,00 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de CZ\$ 130,00

- Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal.
- Só atenderemos pedidos mínimos de CZ\$ 50,00.
- Pedimos citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000

Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2º - 208 - SP

Fone: (011) 36-7597

Sistema de deflexão horizontal em receptores de TV

Aqui, o estudo do desvio do feixe de elétrons, das condições para a mudança do direcionamento dos mesmos e o desenvolvimento prático de circuitos de deflexão horizontal

As técnicas televisivas são baseadas na varredura por rastreio do feixe de elétrons incidente na tela do cinescópio. Devido a esta exigência, torna-se necessário incluir circuitos que atuem de alguma forma no direcionamento dos elétrons emitidos, alterando constantemente a posição relativa do feixe. Em consequência, a superfície do tubo de raios catódicos será atingida em pontos distintos, sendo que a incidência das partículas eletrônicas é comandada, como veremos, pelos sistemas de deflexão.

Vamos estudar inicialmente os circuitos associados à deflexão horizontal, porém nesta seqüência de abordagem: 1) como o feixe pode ser desviado; 2) o que é necessário para a criação de condições favoráveis à mudança de direcionamento dos elétrons e, finalmente, 3) como os circuitos são desenvolvidos em termos práticos.

Posicionamento do feixe — O tubo de raios catódicos consiste em um invólucro de vidro, no interior do qual se estabelece a ausência de ar. Sua superfície frontal interna (região correspondente à tela) é recoberta por materiais com características fluorescentes. Na extremidade do cinescópio (pescoço), um canhão eletrônico convenientemente posicionado é o elemento responsável pela geração e emissão de

um feixe eletrônico, o qual, ao incidir na parede fluorescente, acarreta o desprendimento de partículas fotônicas (luminosidade). Observe que o ponto onde o feixe encontra a superfície da tela pode ser adequadamente escolhido a partir do desvio, deslocamento ou “deflexão” da corrente de elétrons.

Diga-se de passagem, dois processos básicos podem ser empregados com o objetivo de alterar o curso do feixe: o primeiro, a deflexão eletrostática, é fundamentado no estabelecimento de forças por sobre o fluxo eletrônico criadas por campos eletrostáticos. Já o segundo meio, largamente adotado em televisão e em outras aplicações dela derivadas, consiste na deflexão eletromagnética — um processo baseado na influência de campos magnéticos junto a elétrons em trânsito. Contudo, antes de examinarmos em mais detalhes esta interação, observemos a figura 1, onde encontram-se esquematizados (em corte) um cinescópio, o canhão gerador/emissor do feixe e o direcionamento deste na ausência de controles externos destinados a alterar seu posicionamento. Isto implica a visualização de um ponto iluminado exatamente na região central da superfície correspondente à tela.

A transmissão e a recepção de imagens televisadas utilizam a denominada “varredura por rastreio”. Segundo este princípio, a deflexão horizon-

tal (direção leste-oeste da tela) e a vertical (direção norte-sul) atuam combinadamente (superposição de efeitos) no cinescópio, de forma a movimentar o feixe eletrônico segundo o trajeto mostrado no esboço contido na figura 2. Observe que o percurso do feixe equivale, em termos comparativos, à movimentação realizada pelo olho ao ler cada linha de uma página, da esquerda para a direita, encaminhando-se em seguida à próxima, reiniciando-se o ciclo até que todo o texto seja varrido. Podemos, em consequência, dividir o fenômeno em duas etapas: 1) a identificação dos caracteres do texto é feita lentamente, enquanto a linha está sendo lida; e 2) o olho retorna rapidamente ao extremo esquerdo, deslocando-se ligeiramente rumo ao pé da página, de modo a repetir a seqüência para a linha imediatamente inferior.

Já na tela do televisor, uma pequena diferença se estabelece relativamente à analogia acima: enquanto o feixe se encaminha da esquerda para a direita, a deflexão vertical atua simultaneamente, de forma a desviá-lo gradualmente para a região inferior da superfície visível do cinescópio, o mesmo acontecendo quando do retorno do feixe. Apenas a título de complementação, lembramos que a deflexão horizontal afeta unicamente o posicionamento horizontal da corrente de elétrons, enquanto que a deflexão vertical

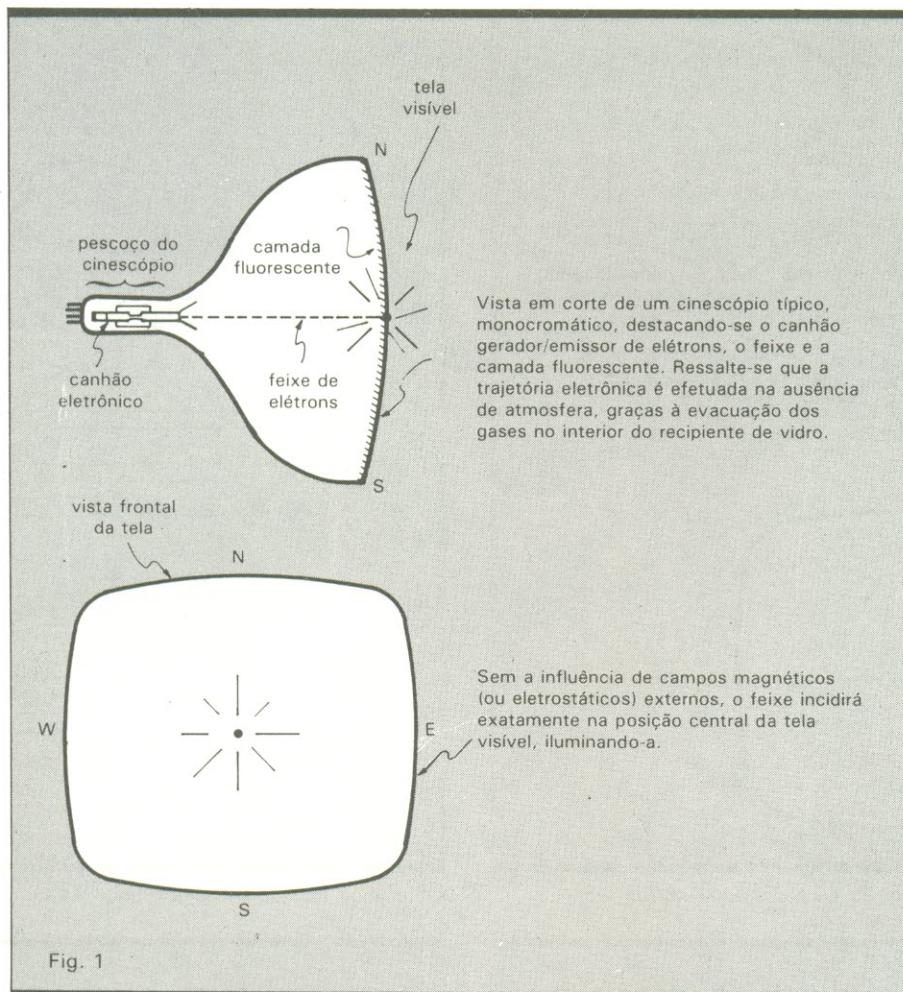


Fig. 1

Análise simplificada de um TRC (tubo de raios catódicos).

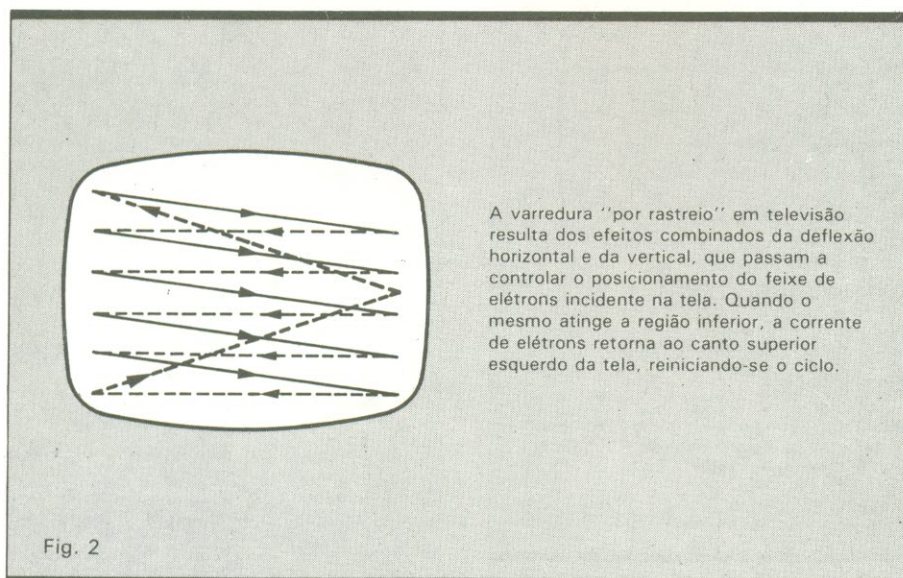


Fig. 2

Esboço do trajeto do feixe eletrônico.

MANUAIS		
ANALOG DEVICES - DATA ACQUISITION DATABOOK - 2 Vols.	Cz\$	850,00
AMI/GOULD SEMICONDUCTORS - 1985 MOS PRODUCTS	Cz\$	300,00
HEARST - IC MASTER 1986 - 2 Vols.	Cz\$	3.900,00
INTERIL - APPLICATIONS HANDBOOKS - 1985	Cz\$	220,00
- COMPONENT DATA CATALOG - 1986	Cz\$	600,00
MONOLITHIC MEMORIES - BIPOLAR LSI DATABOOK - 1982	Cz\$	90,00
MOTOROLA - CMOS LOGIC DATA - 1985	Cz\$	180,00
- RF DEVICE DATA - 1984	Cz\$	250,00
- MECL SYSTEM DESIGN HANDBOOK - 1983	Cz\$	120,00
- SINGLE-CHIP MICROCOMPUTER DATA - 1984	Cz\$	280,00
INTEL - MEMORY COMPONENTS HANDBOOK - 1986	Cz\$	720,00
NATIONAL - INTERFACE BIPOLAR LSI MEMORY PROGRAMMABLE LOGIC DATABOOK	Cz\$	600,00
- LOGIC DATA BOOK - 2 Vols. - 1984	Cz\$	950,00
PHILIPS - INTEGRATED CIRCUITS:		
Books ICO2Na - Video and Associated Systems Types MAB8031 AH to TDA 1524A - 1985 (New Series)	Cz\$	150,00
Book ICO2Nb - Video and Associated Systems Types TDA2501 to TEA 1002 - 1975 (New Series)	Cz\$	150,00
Book ICO8N - ECL and 10K and 100K Logic Families - 1984	Cz\$	120,00
Book IC11N - Linear LSI - 1985 (New Series)	Cz\$	180,00
Book IC14N - Microprocessors, Microcontrollers and Peripherals Bipolar, MOS - 1985 (New Series)	Cz\$	280,00
SEMICONDUCTORS:		
Book S2a - Power Diodes - 1985	Cz\$	120,00
Book S2b - Thyristors, Triacs - 1985	Cz\$	100,00
Book S5 - Field-Effect Transistors and Modules - 1984	Cz\$	85,00
Book S7 - Surface-Mounted Semiconductors - 1984	Cz\$	120,00
Book S10 - Wideband Transistors and Hybrid IC Modules - 1985	Cz\$	100,00
Book S11 - Microwave Transistors - 1985	Cz\$	90,00
Book S12 - Surface Acoustic Wave Devices - 1984	Cz\$	60,00
TEXAS - HIGH-SPEED CMOS LOGIC DATA BOOK - 1984		
- LINEAR CIRCUITS DATA BOOK - 1984	Cz\$	500,00
- MOS MEMORY DATA BOOK - 1984	Cz\$	250,00
- POWER SEMICONDUCTOR DATA BOOK - 1983	Cz\$	220,00
- THE TTL DATA BOOK - VOLUME 2 - 1985	Cz\$	375,00
- THE TTL DATA BOOK - VOLUME 3 - 1984	Cz\$	390,00
- THE TTL DATA BOOK - VOLUME 4 - 1985	Cz\$	270,00
ZILOG - COMPONENTS DATA BOOK - 1985	Cz\$	950,00

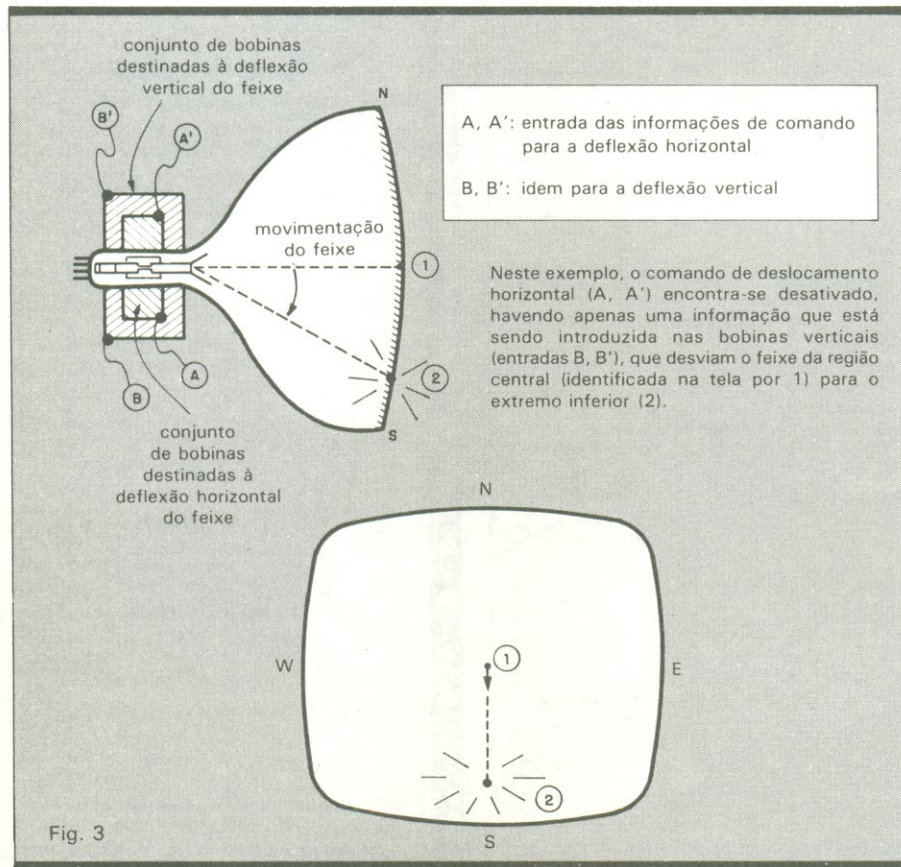
EQUIVALÊNCIA DE TRANSISTORES E CIRCUITOS INTEGRADOS		
10.000 TRANSISTORES - Características y Equivalencias - Estrada	Cz\$	240,00
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS - 9a Edición - Mulderkring	Cz\$	144,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Lefumeux	Cz\$	120,00
SEMICONDUCTOR HANDBOOK - Parte 1 Transistores - Mulderkring	Cz\$	144,00
SEMICONDUCTOR HANDBOOK - Parte 2 Diodos, Diodos Zener, Tiristores - Mulderkring	Cz\$	144,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Seitz	Cz\$	240,00
2000 TRANSISTORES FET - Características y Equivalencias - Aplicaciones - Estrada	Cz\$	168,00
MANUAL DE EQUIVALENCIAS MUNDIALES DE: Diodos, Triac y Tiristores - Emilio Garcia	Cz\$	288,00
DIODOS EQUIVALENCIAS - 4a Edición - Mulderkring	Cz\$	156,00
GUIA DE SUBSTITUICAO DE TRANSISTORES - Fanzeros	Cz\$	22,00
MANUAL DE EQUIVALENCIAS MUNDIALES DE CIRCUITOS INTEGRADOS - Tomo I - Garcia Perez	Cz\$	408,00
MANUAL DE EQUIVALENCIAS MUNDIALES DE CIRCUITOS INTEGRADOS - Tomo II - Garcia Perez	Cz\$	408,00
TABLAS DE CARACTERISTICAS Y EQUIVALENCIAS DE CIRCUITOS INTEGRADOS (lineales) - Muller	Cz\$	480,00

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cz\$ 20,00 (VARIG: Cz\$ 50,00). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cz\$ 2,00 para as despesas de despacho pelo Correio.

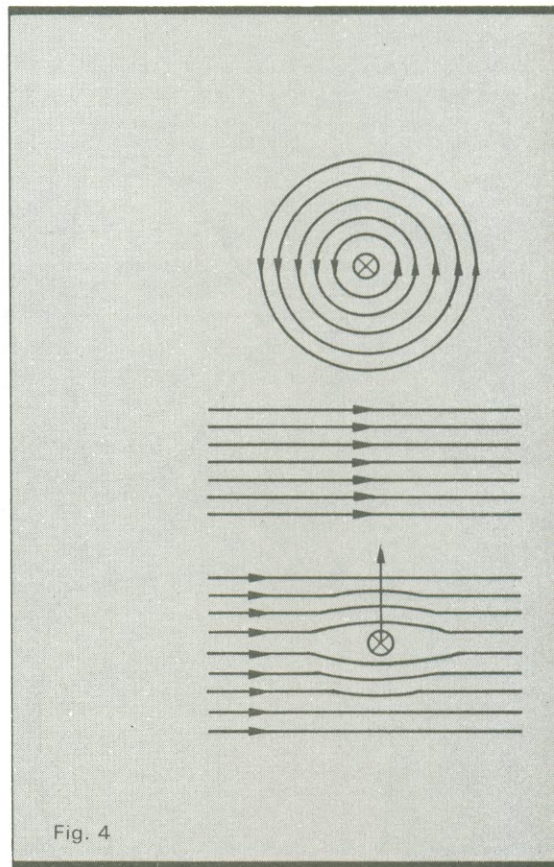
**SOLICITE
CATÁLOGO**

LITEC

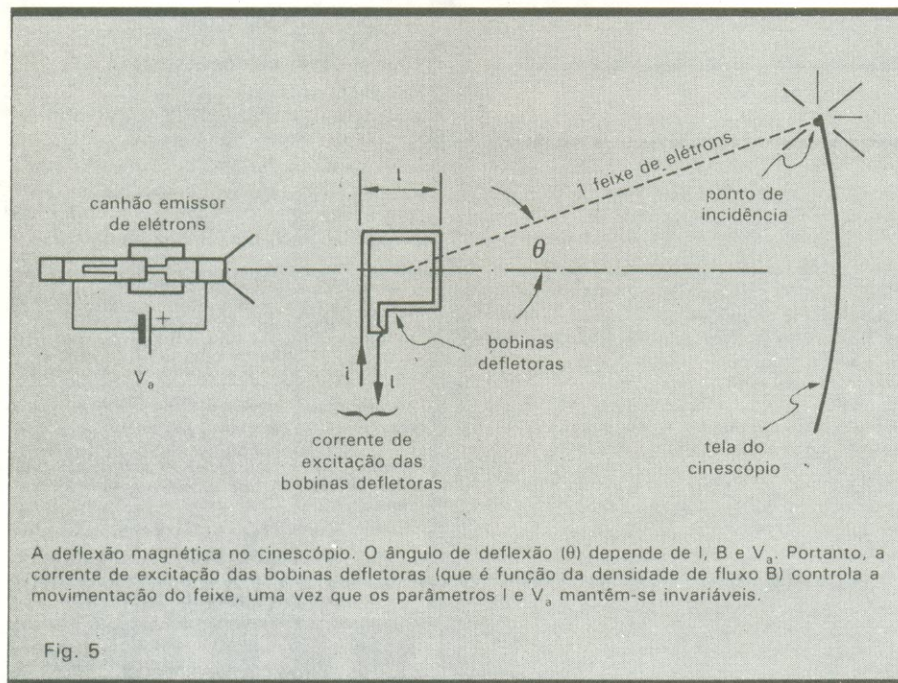
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 01208 São Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869



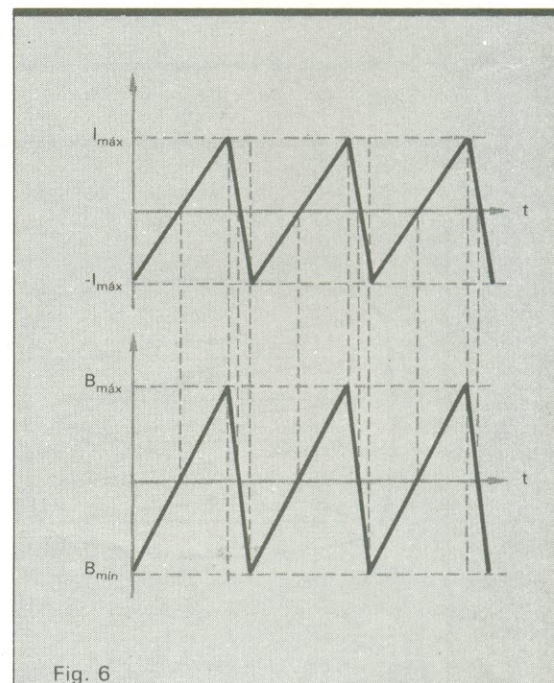
C deslocamento do feixe em função da introdução de comandos defletores.



Os efeitos do campo magnético nas cargas.



Quando a força defletora exerce sua ação perpendicular na direção do movimento, os elétrons tendem a descrever um percurso distinto do original.



A corrente circulante e o campo magnético

Feixe eletrônico incidindo no plano correspondente à folha de papel. Surgem, em consequência, linhas de campo concêntricas ao feixe orientadas no sentido anti-horário.

Campo magnético uniforme originado pela circulação de corrente nas bobinas defletoras.

A combinação de ambos os campos implica o aumento da densidade de fluxo na região inferior do feixe de elétrons e a redução deste acima das cargas, estabelecendo-se uma força (F) que altera o direcionamento original da corrente.

Ao introduzir-se uma corrente no formato dente-de-serra ascendente, o fluxo magnético criado acompanha o aspecto desta função. A situação inversa se apresenta quando a corrente decresce linearmente, estabelecendo-se em consequência um campo magnético invertido em relação ao caso anterior, como sugerem as ilustrações ao lado.

atua tão-somente nas trajetórias verticais da mesma, havendo, portanto, a independência de efeitos quando analisamos individualmente um ou outro tipo de deslocamento.

Mais comentários sobre o processo e as técnicas de varredura do feixe de elétrons serão realizados em uma etapa mais oportuna, com artigos especialmente voltados a este tema. Fornecemos até agora apenas algumas noções a seu respeito com a finalidade de oferecer as ferramentas teóricas necessárias para a análise dos circuitos destinados à deflexão horizontal do ponto incidente na tela. A propósito, o controle de posicionamento através da geração de campos magnéticos exige a introdução de bobinas especiais (yoke) fixadas no peçoço do cinescópio, sendo uma parte delas destinada à deflexão horizontal e a outra, à vertical (veja fig. 3).

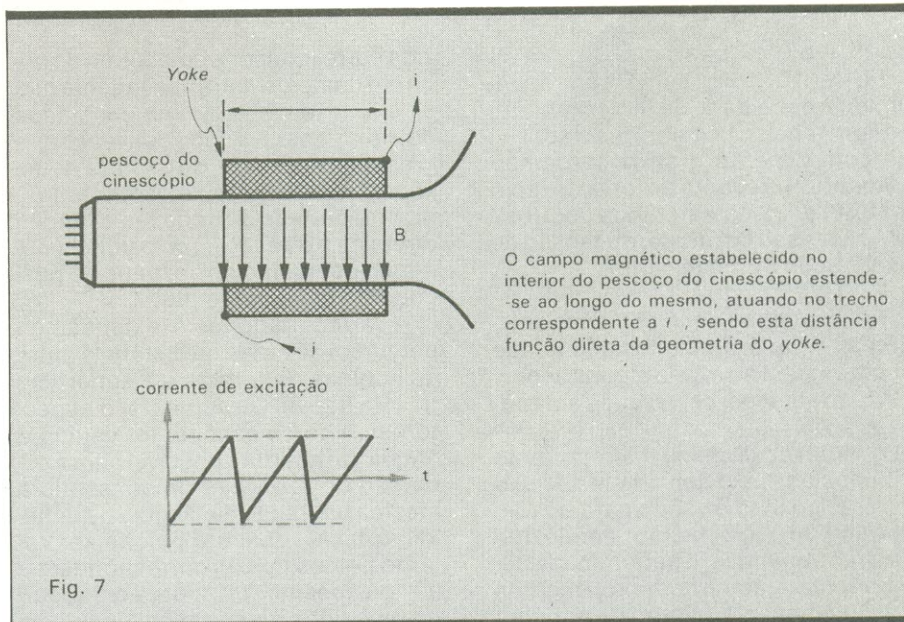
Campos magnéticos na trajetória dos elétrons — É sabido que, em função do deslocamento de cargas eletrizadas que se movimentam em ângulo reto em relação a um campo magnético com densidade de fluxo B (conforme a fig. 4, onde o feixe de elétrons "incide no plano da folha de papel"), há o surgimento de forças perpendiculares ao deslocamento destas cargas. De fato, ao recordarmos a conhecida "regra da mão esquerda", relacionando o

sentido do percurso e a orientação do campo magnético gerado em torno do feixe, constatamos que as cargas desenvolvem um campo adicional com linhas concêntricas à corrente eletrônica, atuando de forma oposta ao curso dos ponteiros do relógio. A combinação do primeiro campo com o que mencionamos acima acarreta redução da densidade de fluxo na região superior do feixe e uma ampliação desta sob as cargas. Isto se deve às contribuições negativa e positiva do campo que foi criado em redor dos elétrons.

Diga-se de passagem que, no caso da força defletora exercer sua ação perpendicular na direção do movimento, os elétrons, que deveriam seguir uma trajetória retilínea na ausência de campos externos, tenderão a descrever um percurso distinto do original, conforme a figura 5. Nestas condições, o ângulo de deflexão dependerá do "comprimento" efetivo do campo magnético externo (uma característica das bobinas posicionadas sobre o pescoço do cinescópio), da densidade de fluxo criada (que se relaciona com a corrente circulante no yoke) e da tensão de aceleração do feixe de elétrons (tensão de anodo), através da equação:

$$\theta = 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{B \cdot l}{\sqrt{V_a}} \text{ graus}$$

considerando-se que a carga do elétron equivale a $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$



O campo magnético do interior do pescoço do cinescópio estende-se ao longo do mesmo, atuando no trecho correspondente a l.

gerado pelas bobinas defletoras.

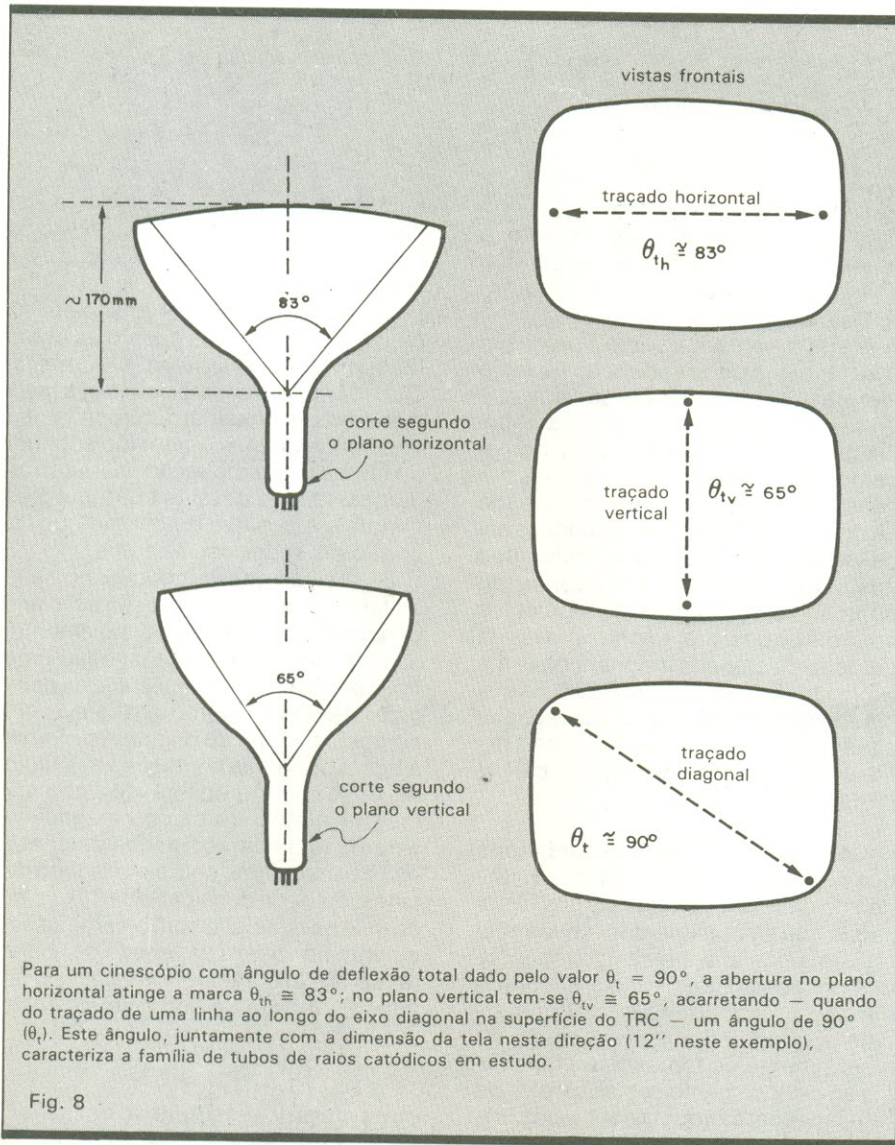


Fig. 8

A varredura do feixe é função da distância entre as bobinas defletoras e a superfície da tela.

coulomb, e sua massa, $m = 9,11 \cdot 10^{-31}$ kg, com B correspondendo à densidade de fluxo magnético (em webers por metro quadrado); l , ao comprimento efetivo do campo magnético presente ao longo do eixo do tubo de raios catódicos (metros); e V_a , à tensão de anodo, ou tensão de aceleração do feixe (volts).

Analisando as considerações anteriores — Um exame mais cuidadoso desta expressão revela alguns aspectos que merecem ser levados em consideração:

a) A deflexão do feixe é diretamente influenciada pela densidade de fluxo magnético (isto é válido para pequenos ângulos de deflexão), sendo que esta, entretanto, é determinada pela corrente injetada nos enrolamentos e devidamente multiplicada por uma constante de proporcionalidade. Em consequência, se a corrente introdu-

zida corresponder a uma forma de onda em dente-de-serra ascendente (fig. 6), ela desenvolverá uma densidade de fluxo positiva (por convenção) e crescente, obtendo-se assim a deflexão uniforme do feixe de elétrons. b) A magnitude da deflexão é função direta da extensão (l) do campo magnético estabelecido ao longo do pescoço do cinescópio (fig. 7).

c) A varredura do feixe (extensão do percurso) depende da distância entre as bobinas defletoras e a superfície da tela (fig. 8). Obviamente, o aspecto físico do cinescópio influencia o ângulo de abertura possível para a excursão do feixe eletrônico, sendo a mesma limitada pelo ângulo de deflexão total (θ_t) descrito pelo feixe. Valores típicos para θ_t correspondem a 90° ou, mesmo, 110° , para o traçado de uma linha diagonal em um cinescópio com tela de 12".

d) O ângulo de deflexão é inversamen-

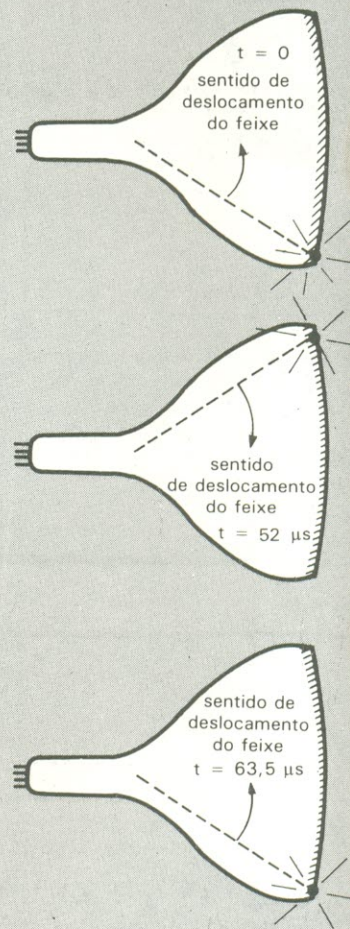
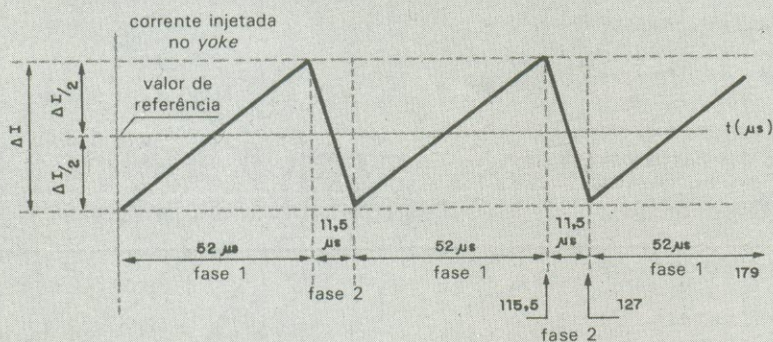


Fig. 9

Vista de perfil do processo empregado nos

te proporcional à raiz quadrada da tensão de aceleração. Desta forma, se a mesma passar de V_a a $2 \cdot V_a$, a densidade de fluxo magnético (entenda-se corrente de excitação do yoke) deverá ser multiplicada por $\sqrt{2} \cong 1,41$, de modo a não afetar o ângulo θ_t (de conformidade com a análise efetuada no Quadro 1).

Nas figuras 9 e 10 ilustramos o processo empregado nos receptores de televisão para a deflexão horizontal.



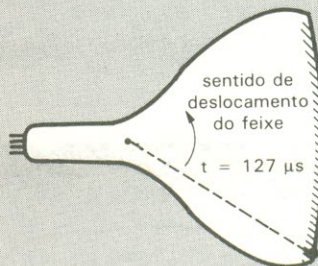
fase 1: traçado da linha
fase 2: retorno do feixe de elétrons

início da fase 1
(começa a varredura da 1.ª linha)



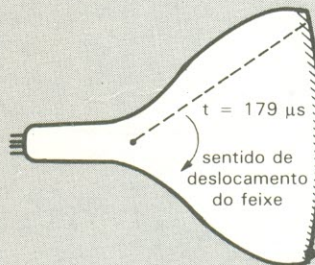
término da fase 1; início da fase 2
(2.ª linha percorrida; ocorre a volta do feixe)

término da fase 1; início da fase 2
(a 1.ª linha acaba de ser varrida; o feixe prepara-se para retornar ao extremo esquerdo da tela)



término da fase 2; início da fase 1
(feixe em posição; a 3.ª linha pode ser varrida)

término da fase 2; início da fase 1
(o feixe acaba de retornar, estando em condições de traçar a 2.ª linha)



término da fase 1; início da fase 2
(final da varredura da 3.ª linha)

receptores de TV para a deflexão horizontal.

Observe que a corrente injetada nas bobinas compõe-se de duas fases: na primeira, temos o traçado da linha, ou varredura, efetivamente, sendo que à segunda fase associamos o retorno do feixe, que é realizado em um tempo bastante inferior ao do trajeto anterior (52 e 11,5 μ s para as fases 1 e 2, respectivamente). O exemplo apresentado corresponde ao deslocamento efetuado pelo feixe ao longo de três linhas sucessivas. A propósito, cum-

pre aqui ressaltar que o percurso de varredura mostra-se ligeiramente deslocado em relação ao eixo horizontal, em função da ação conjunta do circuito defletor vertical (a ser considerada futuramente nesta série de artigos).

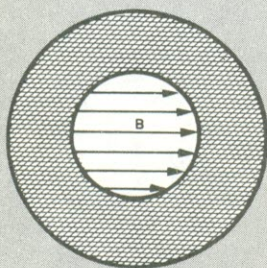
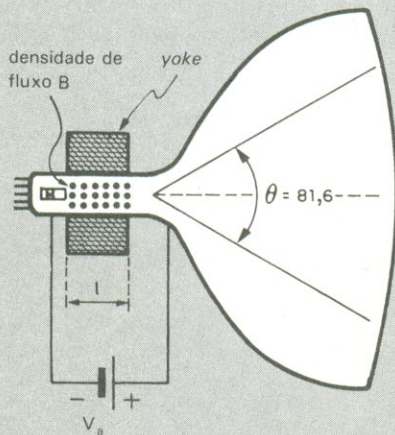
Estudamos até agora a forma pela qual o feixe eletrônico pode ser reposicionado e o que é necessário para desviá-lo. Ou seja: um campo magnético variando linearmente, através da aplicação de correntes em formato

dente-de-serra nas bobinas de deflexão. No caso particular do controle de deslocamento horizontal, a rampa ascendente permanece ao longo de 52 μ s, decrescendo acentuadamente em seguida, durante 11,5 μ s, até que o valor inicial seja atingido, quando então o ciclo é reiniciado. Em nosso próximo artigo, analisaremos **como** é possível desenvolver um circuito gerador de informações com tais características.

Relacionando o ângulo de deflexão (θ) com a tensão de aceleração (V_a)

Quadro 1

o ângulo máximo de deflexão para a situação 1

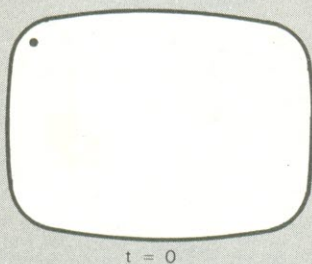
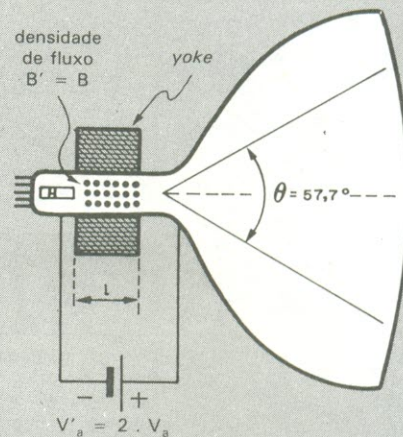


vista em corte do yoke e do pescoço do cinescópio, ressaltando-se a presença das linhas de campo.

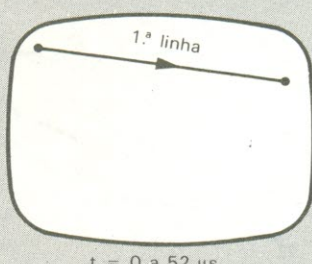
Situação 1: Tendo-se um cinescópio cujo yoke possibilita o estabelecimento de uma variação total para a densidade de fluxo (B) da ordem de $6 \cdot 10^{-3}$ webers/m², um comprimento efetivo (l) do campo magnético ao longo do eixo do tubo de raios catódicos de aproximadamente 0,08 m, e dispondo-se também de uma tensão de aceleração dada por $V_a = 10\,000$ volts, qual seria o ângulo de deflexão máximo associado às linhas de campo acima mencionadas? A resposta é facilmente obtida através da simples substituição destes parâmetros na equação já apresentada, chegando-se portanto ao seguinte valor:

$$\begin{aligned}\theta &= 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{B \cdot l}{\sqrt{V_a}} = \\ &= 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,08}{\sqrt{10\,000}} \cong \\ &\cong 81,6^\circ\end{aligned}$$

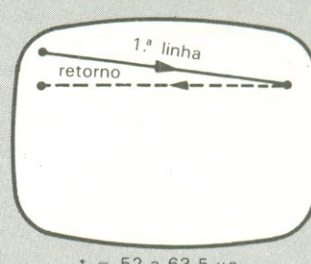
para o caso em estudo.



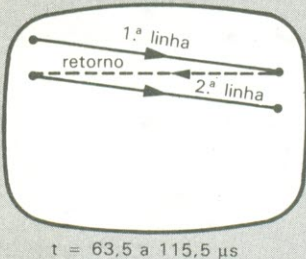
$t = 0$



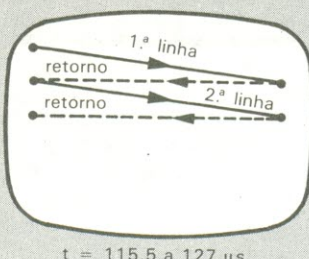
$t = 0 \text{ a } 52 \mu\text{s}$



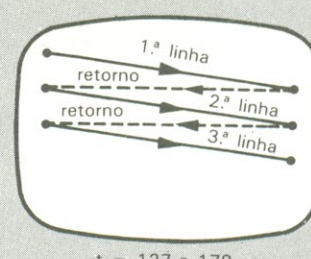
$t = 52 \text{ a } 63,5 \mu\text{s}$



$t = 63,5 \text{ a } 115,5 \mu\text{s}$



$t = 115,5 \text{ a } 127 \mu\text{s}$



$t = 127 \text{ a } 179 \mu\text{s}$

Fig. 10

Vista de frente do processo empregado nos receptores de TV para a deflexão horizontal.

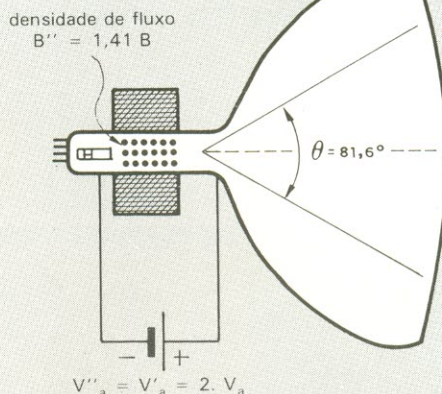
Situação 2: O mesmo cinescópio, ao ser submetido a condições idênticas às do caso anterior, excetuando-se a tensão de aceleração, que é duplicada ($V'_a = 20\,000\text{ V}$), terá seu ângulo de deflexão alterado para:

$$\theta' = 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{B \cdot l}{\sqrt{V_a}} =$$

$$= 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,08}{\sqrt{20\,000}} \cong$$

$$\cong 57,7^\circ$$

(reduzido portanto em torno de 29%, ou $-23,9^\circ$, relativamente ao valor obtido na primeira situação). Assim, o aumento na tensão de aceleração determina — supondo-se que sejam mantidas as demais condições — a diminuição do ângulo de deflexão.



Situação 3: Para o comprimento efetivo $l = 0,08\text{ M}$, $V'_a = 20\,000\text{ volts}$ (portanto duplicado em relação à primeira hipótese) e assumindo-se uma variação total para a densidade de fluxo 41% superior ao valor inicialmente suposto (em consequência, o campo criado passaria a $B' = 1,41 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 8,46 \cdot 10^{-3}\text{ webers/m}^2$), a abertura possível para o feixe resultará em:

$$\theta'' = 1,7 \cdot 10^7 \cdot \frac{8,46 \cdot 10^{-3} \cdot 0,08}{\sqrt{20\,000}} \cong 81,6^\circ$$

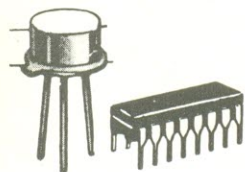
Concluimos assim que a duplicação da tensão de aceleração (V_a) determina a ampliação da variação total da densidade de fluxo (B) em 41%, de modo que seja mantido o ângulo máximo de deflexão (θ_{tx}). O aumento da densidade de fluxo, como já observamos, é alcançado através da intensificação da corrente circulante no yoke, em igual porcentagem.

NE



Eletrônica Luniv

UMA "SENHORA" LOJA.
TEMOS TUDO EM ELETRÔNICA.



Componentes

Transistores-CI's
Tiristores-Diodos
Zener's-Optos

Geral

Manuais-Fontes
Agulhas-Fitas
Caixas de som
Alto falantes
Microfones - Fios

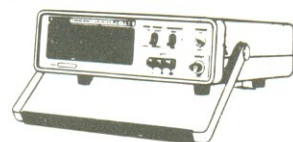


Kits

Novokit-JME
Dialkit-Laser

Equipamentos

Trio-Kenwood-Sanwa
Labo-Kaise-Hioki
Dynatech-Fluke, etc.



Rua República do Líbano, 25-A – Centro
Fones: 252-2640 e 252-5334 – Rio de Janeiro



SUGADOR DE SOLDA Patenteado SS-15



• BEM MAIS LEVE
só 45 gramas

• MAIOR SEGURANÇA

• MAIOR VOLUME DE SUÇÃO
ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual
Mais fácil

do que grampear papel

SUPORE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO



REGULÁVEL

A 3ª MÃO

Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloroeto de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.
Aos sábados - Centro de S. Paulo
Informações Tel.: 221-1728

CETEISA — Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743

Doze perguntas básicas sobre a transcodificação

Várias dúvidas sobre a transcodificação do sistema NTSC-M para o PAL-M são elucidadas em doze perguntas básicas

Para aqueles que estão envolvidos com a área de vídeo, uma palavra mágica está em evidência nos dias de hoje: *transcodificação*. Muitos certamente já ouviram falar da necessidade, porém poucos conhecem a fundo os conceitos de operação e a finalidade da transcodificação. Com o objetivo de procurar eliminar todas as dúvidas ainda existentes a esse respeito, respondemos neste artigo a uma série de perguntas mais freqüentes sobre o tema. Vamos a elas, então.

Qual o significado do termo técnico transcodificar?

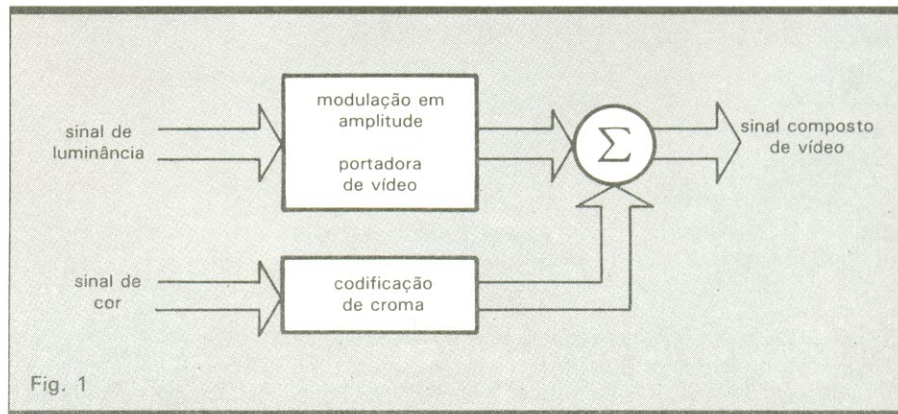
Esse conceito é aplicado quando desejamos alterar o sistema de codificação de um sinal. A codificação de um sinal é realizada com a finalidade de permitir o melhor aproveitamento do sistema em utilização. Assim, por exemplo, os sinais de áudio podem ser codificados na forma digital para minimizar a introdução de ruídos no sistema, e com isto permitirem uma reprodução de alta qualidade, por ocasião da decodificação.

Os diferentes tipos de modulação também constituem um processo de codificação do sinal que é transmitido via radiofreqüência. Em televisão, o si-

nal de croma é transmitido dentro do mesmo espectro de freqüências que o sinal de luminância e, para que ambos não se misturem, cada um possui codificação própria. A codificação do sinal de luminância é simplesmente representada pela modulação em amplitude (AM) de uma portadora. A codificação do sinal de croma é mais complexa, pois este deve transportar duas informações distintas (R-Y e B-Y) dentro de uma mesma portadora, denominada subportadora, pois é intercalada no sinal de luminância (fig. 1). A freqüência da subportadora, os sinais de sincronismo e o sistema de transmis-

são caracterizam a codificação do sinal de croma.

Após o advento da televisão em cores, os sistemas de codificação do sinal de croma foram sendo aprimorados para corrigir as deficiências constatadas nos sistemas pioneiros. Entretanto, para garantia de funcionamento dos receptores já comercializados, os sistemas pioneiros ainda persistem, como é o caso do sistema americano designado pela sigla NTSC. Como o padrão de transmissão americano é idêntico ao nosso (padrão M), seu sistema de transmissão de sinais coloridos é identificado por NTSC-M.



A codificação de cor é intercalada na informação de luminância.

As diferenças do sistema americano NTSC-M para o sistema brasileiro PAL-M — apesar de relativamente coligados — impedem que os equipamentos de vídeo dos dois sistemas sejam plenamente compatíveis. Para que a compatibilidade seja total, é necessário transcodificar o sinal de croma, isto é, processar a troca da codificação do sinal.

Onde usar o transcodificador?

Quando vamos acoplar um sistema gerador de vídeo (videocassete, videogame, microcomputador etc.) a um sistema de reprodução (televisão, monitor de vídeo etc.), é necessário que ambos operem no mesmo sistema, para que a reprodução seja em cores. Igualmente, quando desejamos gravar um sinal de vídeo num equipamento de gravação, deve haver compatibilidade entre ambos, isto é, entre a fonte de programa (sinal de vídeo) e o gravador (videocassete).

Existem sistemas cuja incompatibilidade atinge graus elevados, como, por exemplo, PAL-G e PAL-M. Nestes casos, o custo da transcodificação não é compensador. Por outro lado, há sistemas com bastante afinidade, como é o caso do NTSC-M e PAL-M, que permitem uma transcodificação a custo viável. Assim, por exemplo, utilizamos o transcodificador para possibilitar o acoplamento entre um videocassete americano e um receptor de TV brasileiro.

O transcodificador é de uso interno ou externo ao aparelho?

Como já foi dito, o transcodificador é um circuito elaborado para processar a troca do sistema de codificação do

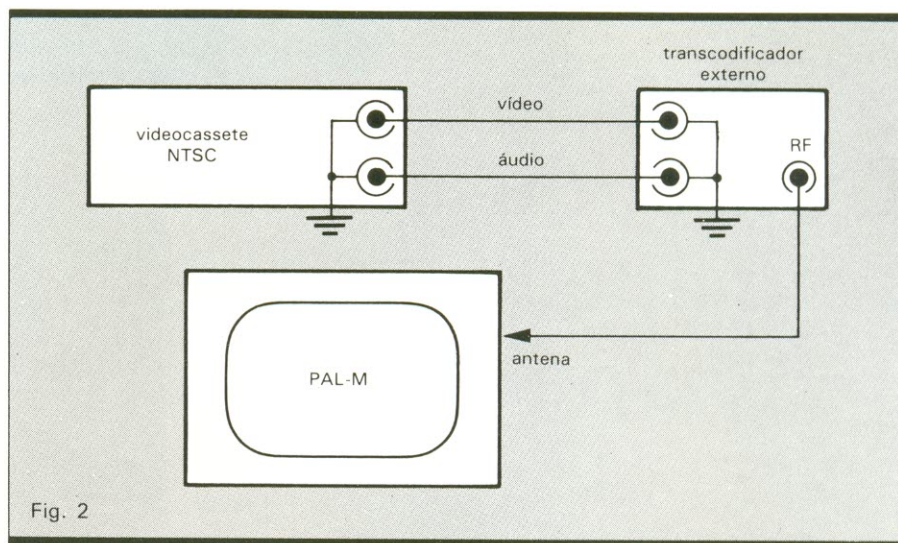


Fig. 2
Ligação do transcodificador: entre a TV e o videocassete.

sinal de croma. Em função de alguns parâmetros, esse circuito pode ser alojado no interior do equipamento ou simplesmente ser intercalado externamente entre as linhas de conexão de sinais que unem os dois equipamentos, conforme mostra a figura 2.

Qual a diferença entre os transcodificadores internos e externos?

Basicamente o circuito principal é o mesmo, porém os transcodificadores de uso externo exigem uma complementação maior. Em primeiro lugar, eles precisam de uma fonte de alimentação própria. Outros itens, como pulso de sincronismo e sinais de controle, devem ser "fabricados" pelos transcodificadores externos, uma vez que nos circuitos de adaptação interna estes sinais são extraídos do próprio aparelho.

Todo transcodificador é reversível, isto é, processa a troca de codificação NTSC/PAL-M e PAL-M/NTSC?

Não. Para que um circuito seja reversível, é necessário que possua um sistema de chaveamento que processe a substituição dos cristais e a inclusão de determinadas etapas. Essas alterações são relativamente simples, sendo que em alguns aparelhos de videocassete são feitas por um sistema automático baseado na configuração do sinal *burst* (sincronismo de cor).

Por que existem aparelhos de videocassete "modificados" que não apresentam um desempenho satisfatório?

A transcodificação pode ser realizada segundo diferentes métodos, sendo que alguns deles, mais simples, não correspondem às características técnicas originais e por isto não reproduzem com perfeição as cores da imagem. Esses sistemas "mais simples" apresentam maiores facilidades de implantação, porém não correspondem em qualidade. Por esse motivo, os sistemas de transcodificação real ficaram conhecidos por PAL-M "puro".

O transcodificador melhora a imagem?

Os circuitos transcodificadores simplesmente processam a troca da codificação do sinal de croma e portanto em nada contribuem para melhorar a imagem. Na realidade, podemos afirmar até que os transcodificadores (internos ou externos) sempre acrescentam mais ruído ao sinal de croma, porém em níveis quase imperceptíveis. Obviamente, os sinais fracos são mais prejudicados, dificultando, acima de tudo, a sincronização das cores.

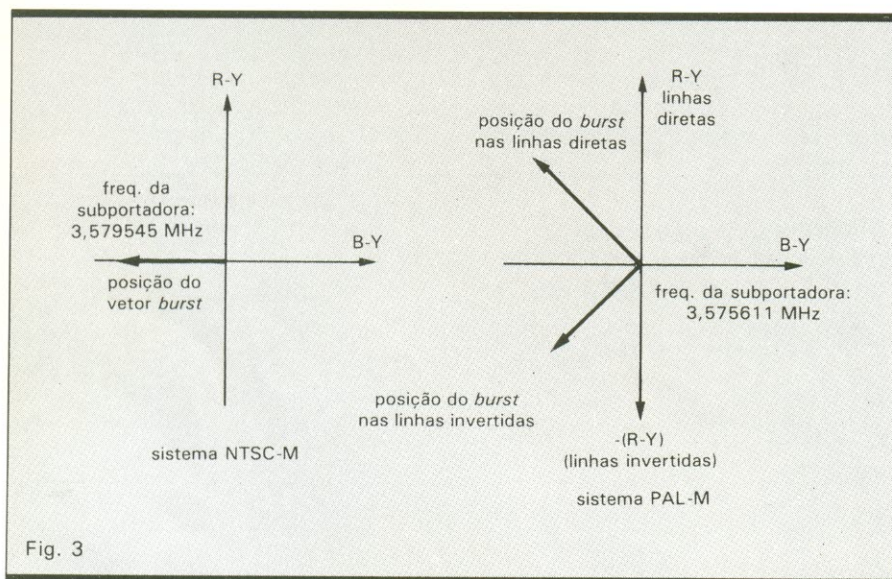


Fig. 3

Diagramas vetoriais para os sinais de croma nos sistemas NTSC-M e PAL-M.

Assim, por exemplo, para transcodificar um sinal do sistema NTSC-M para o sistema PAL-M devemos, além de alterar a frequência da subportadora, incluir um circuito que processe as al-

Dependendo das características do transcodificador e das funções que ele apresenta, o seu custo aproximado situa-se na faixa de Cz\$ 3.000,00 a Cz\$ 6.000,00. Essa faixa de preços, ainda relativamente alta, deve-se à pequena produção dos aparelhos, ao seu uso específico e à utilização de componentes importados.

Basicamente, todos os fabricantes de videocassetes (nacionais) incluem em seus manuais os esquemas dos transcodificadores utilizados (internos). Esses circuitos podem ser adaptados para uso externo, desde que complementados pelos sinais que já foram mencionados e pela inclusão de uma fonte de alimentação própria. A teoria completa de funcionamento desses circuitos pode ser encontrada também no livro *Transcodificador de Cor- ma NTSC/PAL-M* (em livrarias técnicas), que, além das explicações, inclui esquema elétrico completo de um transcodificador externo, cujo diagrama de blocos está ilustrado na figura 4.



CONCLUSÃO

Medição de ruído na comunicação por rádio

Nesta segunda parte do artigo, o autor analisa as relações entre o ruído e a informação que se quer transmitir e mostra como quantificar essa relação

Como vimos na primeira parte deste artigo, a qualidade de um sistema depende inversamente do nível do ruído introduzido na informação transmitida. Mas, só o nível do ruído, isoladamente, não nos fornece condições para avaliarmos a qualidade do sistema em teste. O que devemos conhecer é quantas vezes o nível de potência do ruído está abaixo da potência do sinal de teste ou da informação a ser transmitida. Essa diferença vem a ser a relação sinal/ruído (S/R), definida como a relação entre a potência de um tom de teste ou da carga do ruído branco* (simulando aqui a mensagem) e a potência do ruído total que restou dentro do canal de voz, medido no final do sistema, como mostra a figura. 10b.

A relação S/R nos dá uma idéia de quantos dB a potência do ruído (RTO) está abaixo do nível do tom de teste ou

do sinal de referência (fig. 11). Como tom de teste ou de referência é usado um sinal com frequência de 800 Hz, com forma de onda senoidal e potência de 1 mW (0 dBm), aplicado na origem. A relação S/R pode ser determinada através da equação 7:

$$S/R \text{ (dB)} = 10 \log \frac{PC}{RTO} \rightarrow 10 \log PC - 10 \log RTO \quad (7)$$

Onde:

PC = Nível de potência do canal de voz ou do tom de referência, em mW.

RTO = Nível de potência do ruído total ponderado, medido dentro do canal de voz, no final do sistema (fig. 10b), em mW.

Relação entre o NPR e o S/R — A conversão do NPR em relação sinal/ruído pode ser realizada através da equação 8:

$$S/R = NPR + YN \rightarrow NPR = \underbrace{FHD + 10 \log \frac{BB}{BO}}_{YN} + FP \quad (8)$$

Onde:

FHD = Carga convencional ou fator

de Holbrook-Dixon (PNC), em dBmo.

BB = Largura ocupada no espectro da BB pelos "n" canais; por exemplo: para um sistema com 960 canais, temos $BB = 4\,100 - 60 = 4\,040$ kHz. Para os demais arranjos, veja a Tabela 4, coluna 3.

BO = Banda passante de filtros passa-faixa do lado do medidor de ruído branco. Normalmente, os medidores de ruído branco usam filtros com banda passante de 1,74 kHz (filtro ponderado para ruído).

FP = Fator de ponderação. Só é usado quando o medidor de ruído branco em questão usa filtro com banda passante de 3,1 kHz (filtro ponderado para canal de voz: $3,4 - 0,3 = 3,1$ kHz). Neste caso, temos um $FP = 2,5$ dB resultante da relação $10 \log 3,1 \text{ kHz} / 1,74 \text{ kHz}$. Quando o filtro usado tem banda passante de 1,74 kHz, resulta em um $FP = 0$.

Por exemplo, se em um sistema de rádio operando com 960 canais for medido um NPR de 52, 34 dB, usando-se para isso um filtro com banda passante de 1,74 kHz, através da equação 8 podemos converter este valor de NPR em S/R:

* O termo "ruído branco" é usado para definir qualquer fonte capaz de gerar um espectro contínuo e uniforme de frequência desde 0 Hz até infinito (∞ Hz), onde estão posicionadas todas as frequências imaginárias do espectro. Está associado à analogia feita com o espectro ocupado pela luz branca ou visível, no qual estão contidas todas as cores primárias.

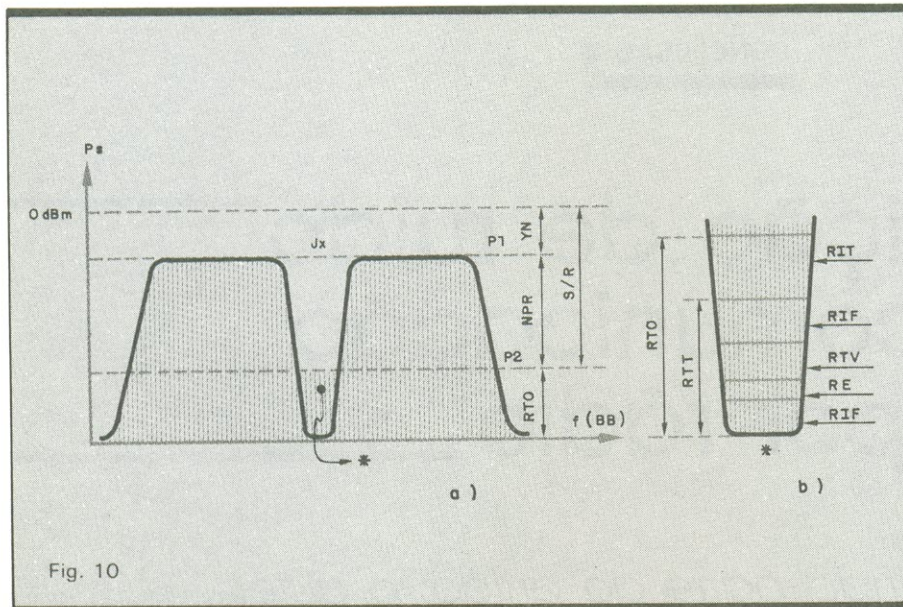


Fig. 10

Relação entre: NPR, S/R, YN, RTO e RTT.

$$\begin{aligned}
 S/R &= NPR + YN \\
 &= 57,34 - 14,82 + \\
 &+ 10 \log \frac{4 \cdot 100 - 60}{1,74} + 0 = \\
 &= 57,34 - 14,82 + 33,65 + 0 = \\
 &= 57,34 + 18,83 = 76,17 \text{ dB} \\
 \text{ou } &- 76,17 \text{ dBmop}
 \end{aligned}$$

Medidas práticas do NPR, S/R e ruído por intermodulação — Essas medições são realizadas em uma determinada direção do sistema, com o equipamento de rádio operando normalmente e com nível de RF nominal na entrada do receptor. A entrada do TX é carregada com um nível de ruído branco, simulando a carga de todos os canais de voz em tráfego. Na recepção, medimos o nível do ruído branco injetado em um canal ou janela, que servirá de referência, procedendo da seguinte maneira:

1. Ligamos na entrada do rádio, no ponto A da figura 12, um gerador de ruído branco com um espectro contínuo e homogêneo na saída.

2. Ligamos na saída do rádio, no ponto B da figura 12, um medidor de ruído branco.

3. Selecionamos, no gerador de ruído branco, um filtro limita-faixa (FLF) com banda passante igual ao espectro ocu-

pado na BB pelos canais em operação (coluna 2 da Tabela 4).

4. Agindo no atenuador, na saída do gerador do ruído branco, ajustamos o nível de saída para o nível desejado, o que vai depender do número de canais em operação, como indica a coluna 5 da Tabela 3.

5. Selecionamos, no medidor de ruído branco, um filtro passa-faixa (janela), de maneira a separar a frequência correspondente ao canal em teste. Agindo no atenuador, na entrada do medidor de ruído branco, levamos o nível do ruído presente na janela para a referência lida na escala do medidor M1 ($\Delta = 0 \text{ dB}$), a qual corresponde à potência P1, na figura 11.

6. A seguir, inserimos em série com o gerador de ruído branco um filtro rejeita-faixa (FRF), abrindo uma janela no espectro da BB, na mesma frequência da janela selecionada no medidor, conforme descrito no item 5. Agora, o ponteiro do medidor M1 irá se deslocar da referência P1, indo do ponto A para o ponto B da figura 11, onde temos a potência P2. A diferença em dB, entre os pontos A e B, corresponde ao NPR medido, que no nosso exemplo é de $P1 - P2 = 57,34 \text{ dB}$.

7. Através da equação 8 podemos converter o valor do NPR medido, em S/R. $S/R = NPR + YN = 57,34 \text{ dB} + 18,85 \text{ dBmop}^* = 76,19 \text{ dB}$ ou $- 76,19 \text{ dBmop} = 25,1 \text{ PWOP}$

Agora temos o nível do ruído ponderado na origem, podendo ser convertido em nível de potência.

8. A seguir cortamos o ruído do gerador na entrada do TX, acionando-se para isso a chave CH1 off gen, da figura 13. Com isso eliminamos a carga do ruído aplicado na entrada do sistema de rádio em teste. Na janela correspondente, no lado da recepção, teoricamente deveríamos ter um nível de potência zero, pois a carga do sinal foi retirada. Mas isso não acontece; o ruído que restou dentro da janela corresponde ao ruído térmico total.

9. Quando cortamos o ruído do gerador, o ponteiro do medidor M1 cai mais uma vez, indo do ponto B para o ponto C da figura 11. A diferença de nível entre os pontos B e C corresponde ao ruído por intermodulação, em dB, que no exemplo é de 4 dB.

10. O ruído provocado por intermodulação, determinado no item 9, é somado ao valor do S/R determinado no item 7. Assim temos: $- 76,19 \text{ dBmop} - 4 \text{ dB} = - 80,19 \text{ dBmop}$, que corresponde a 10 PWOP.

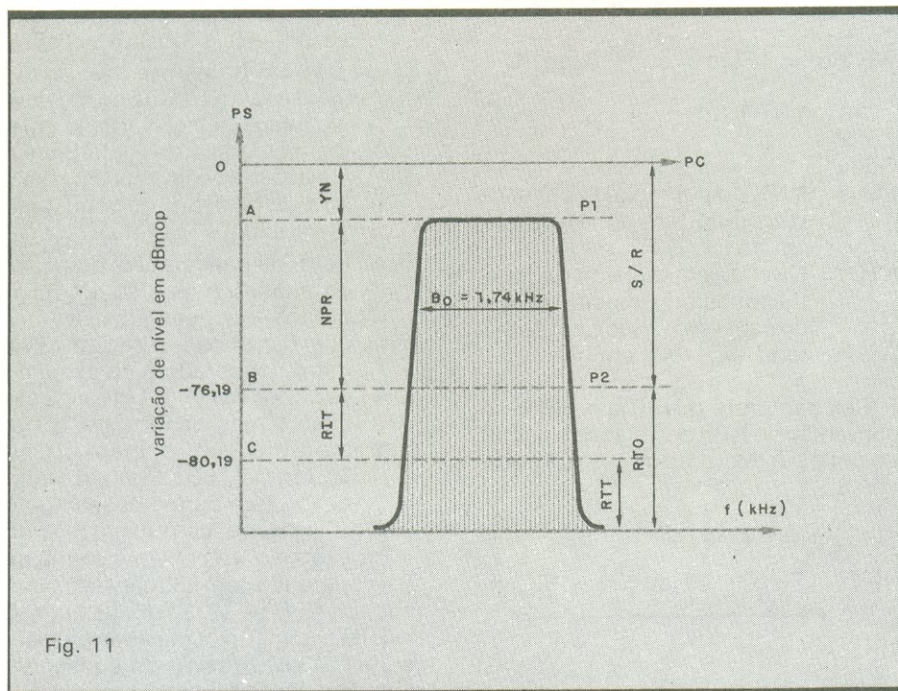


Fig. 11

Relação de níveis nas medidas de: NPR, S/R, RIT, RTO e RTT.

*Esse valor é válido para $n = 960$ canais; para os demais arranjos, ver a coluna 4 da Tabela 3.

11. A potência do ruído por intermodulação é a diferença entre os níveis de potência determinados nos itens 7 e 10, ou seja, $RIT = (25,1 - 10) \text{ PWOP} = 15,1 \text{ PWOP}$.

12. A potência do ruído que restou dentro da janela, ou do canal em teste, corresponde ao ruído térmico total ($RTT = RTF + RTV + RE + RIF - RIF$), não sendo mais possível determiná-los separadamente.

Para avaliar-se o desempenho do sistema em operação, essas medições devem ser realizadas em três janelas posicionadas no espectro da BB: baixa, média e alta. Para realizar-se a medida nas demais janelas, devemos repetir os itens 1 a 12.

Medida do ruído térmico total e dos espúrios na BB — Uma outra medição também muito importante a ser realizada em um sistema de transmissão, além das do NPR e S/R, é a medida seletiva do nível do ruído térmico total

(RTT) e do nível dos sinais espúrios presentes no espectro da BB. Essa medida visa determinar possíveis espúrios e transientes posicionados fora da frequência das janelas usadas nos testes de NPR e S/R, não detectados antes.

Os sinais são medidos na ausência do sinal de carregamento, ou seja, em vazio, portanto sem distorção por intermodulação. Os sinais espúrios são gerados por fontes externas, como, por exemplo, emissoras de radiodifusão AM, operando próximo ao equipamento, sendo que alguns desses sinais podem assumir valores muito elevados. Para determinar-se o nível do RTT e a amplitude dos sinais espúrios, procedemos da seguinte maneira:

1. Carregamos a entrada da BB do lado do TX, no ponto A da figura 12, com uma carga resistiva de valor ôhmico igual à impedância da BB, que normalmente é de 75Ω e, em alguns casos, 150Ω .
2. Ligamos na saída da BB do lado do

RX, no ponto B da figura 12, um medidor de nível seletivo com filtro com banda passante de $1,74 \text{ kHz}$ ($BO = 1,74 \text{ kHz}$).

3. A seguir, variamos lentamente a frequência de sintonia do medidor de nível, de maneira a cobrir todo o espectro da BB, observando-se o nível de potência média ponderada do ruído existente, assim como possíveis picos de sinais espúrios.

A amplitude do ruído/espúrios de maior amplitude não deve ultrapassar o nível de -60 dBmop . Qualquer valor acima desse nível pode prejudicar a qualidade do sistema, mascarando a relação S/R em algumas janelas ou em todas.

Funcionamento do gerador de ruído branco — Durante os testes do sistema é usado o gerador de ruído branco, com o objetivo de simular todos os canais de voz operando ao mesmo tempo, condição obrigatória nos testes de

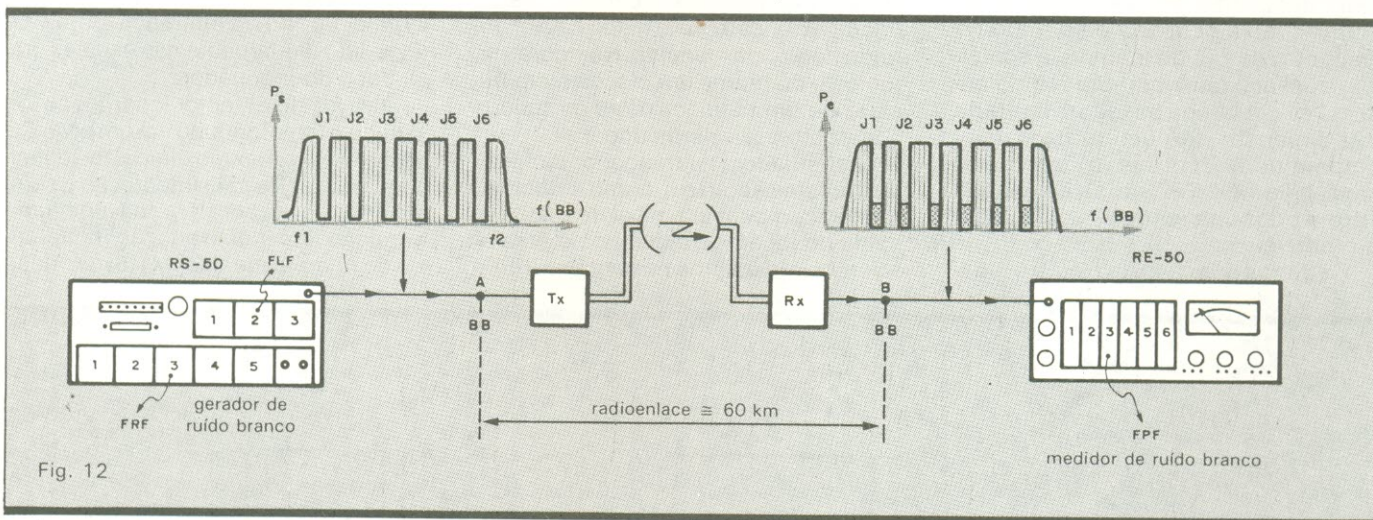


Fig. 12

Montagem básica para se determinar o NPR e a S/R num radioenlace.

Faixa de frequência ocupada no espectro da BB para sistemas com capacidade entre 12 e 2 700 canais de voz

Tabela 4

1	2		3	4						
Nº de canais de voz em operação	Limite da faixa ocupada		Faixa ocupada no espectro da BB (kHz)	Frequência central das janelas (kHz)						
	f1	f2		J1	J2	J3	J4	J5	J6	J7
12	12	60	48	16						
12	60	108	48	16	57					
24	12	108	98	16	57	98				
60	60	300	240	70	270					
120	60	552	492	70	270	534				
240	60	1 052	992	70	270	534	1 002			
300	60	1 296	1 236	70	270	534	1 248			
600	60	2 600	2 540	70	270	534	1 248	2 438		
960	60	4 100	4 040	70	270	534	1 248	2 438	3 886	
1 260	316	5 600	2 284	534	1 248	2 438	3 886	5 340		
1 800	316	8 160	7 844	534	1 248	2 438	3 886	5 340	7 600	
2 700	316	12 360	12 044	534	1 248	2 438	3 886	5 340	7 600	11 700

NPR e S/R. Como vimos, o ruído por intermodulação aumenta em função do número de canais de voz em operação e da largura da BB — quanto maior for o número de canais, maior será a largura ocupada no espectro da BB e, conseqüentemente, maior será a potência de ruído por intermodulação medida no final do sistema.

Na figura 13 temos o diagrama em blocos simplificado de um gerador de ruído branco típico, constituído por seis unidades. A fonte geradora de ruído (1), unidade principal do gerador, tem como elemento fundamental um diodo de estado sólido, que, quando devidamente polarizado, é capaz de gerar um espectro contínuo de frequência, indo desde 0 Hz a ∞ Hz. O amplificador (2) é do tipo banda larga, que, ao mesmo tempo que amplifica o ruído gerado pela fonte, equaliza-o, para ter-se na saída um ruído com amplitude constante em toda faixa.

Os filtros passa-faixa (3) (FPF), em um total de três, têm como função limitar a faixa ocupada pelo ruído no espectro da BB, de maneira a só deixar passar o ruído compreendido entre f_1 e f_2 . A banda passante limitada vai depender do número de canais transmitidos, como se vê na coluna 2 da Tabela 4. Os FPF são seleccionados através das chaves de S1 a S3, um filtro por vez.

Os filtros rejeita-faixa (FRF) (5) liga-

dos em série, em um total de seis, estão sintonizados nas frequências centrais de cada um dos canais. Em paralelo com cada filtro há uma chave de pressão (C1 a C6) que, quando solta, põe o FPF em curto, deixando-o inoperante, e, quando pressionado, coloca-o em operação, abrindo uma janela correspondente ao canal. A principal função desses filtros, quando em operação, é abrir janelas ao longo do espectro da BB, como na figura 13b. Essas janelas correspondem aos canais em testes, onde será medido o ruído por intermodulação, como se vê na coluna 4 da Tabela 4.

O atenuador (6) tem a função de variar o nível de ruído presente na saída do gerador para o valor desejado, dentro da faixa de +17 a -59 dBm.

Funcionamento do medidor de ruído branco — O medidor de ruído branco usado nas medidas de NPR e S/R é muito semelhante a um medidor de nível seletivo com banda estreita. A sua principal função é a de medir o nível do ruído dentro das janelas. Na figura 14, temos o diagrama em blocos simplificado de um medidor de ruído típico, composto por seis unidades.

O atenuador (1) (atenuador de nível de transmissão) tem como principal função compensar o nível de ruído na saída do receptor, ajustando-o para a referência. Os filtros passa-faixa (FPF)

(2), em um total de seis, estão sintonizados nas mesmas frequências das janelas abertas pelo FRF, vistos na figura 14b. A frequência central das janelas abertas pelos FPF (TX) e a banda passante dos FPF (RX) são escolhidas de modo que uma "encaixe" dentro da outra, como se vê na figura 5. Os FPF são seleccionados através de uma chave rotativa, CH1, um por vez. Esses filtros apresentam uma banda passante de 1,74 kHz ($\Delta f = 1,74$ kHz), ou seja, com banda passante ponderada para ruído.

O amplificador linear (3) é do tipo banda larga, com resposta plana na saída. Apresenta um ganho de maneira a levar o nível de ruído recebido para a referência ($\Delta = 0$ dBm) na escala do medidor M1. O atenuador (4) é usado nas medidas de NPR e S/R — quando abrimos o FPF (TX), o nível de referência P1, lido na escala do medidor M1, cai até a posição P2; agindo neste atenuador, desatenuamos até o ponteiro do medidor M1 voltar à referência P1. O valor do NPR (a diferença entre P1 e P2) é lido diretamente nas escalas graduadas do atenuador.

Através do detector logarítmico (5), o ruído é transformado em um nível CC variável e, ao mesmo tempo que detecta o sinal, sofre uma integração e compressão de escala, para converter uma variação linear em variação logarítmica do ruído. O medidor M1 (6) tem duas

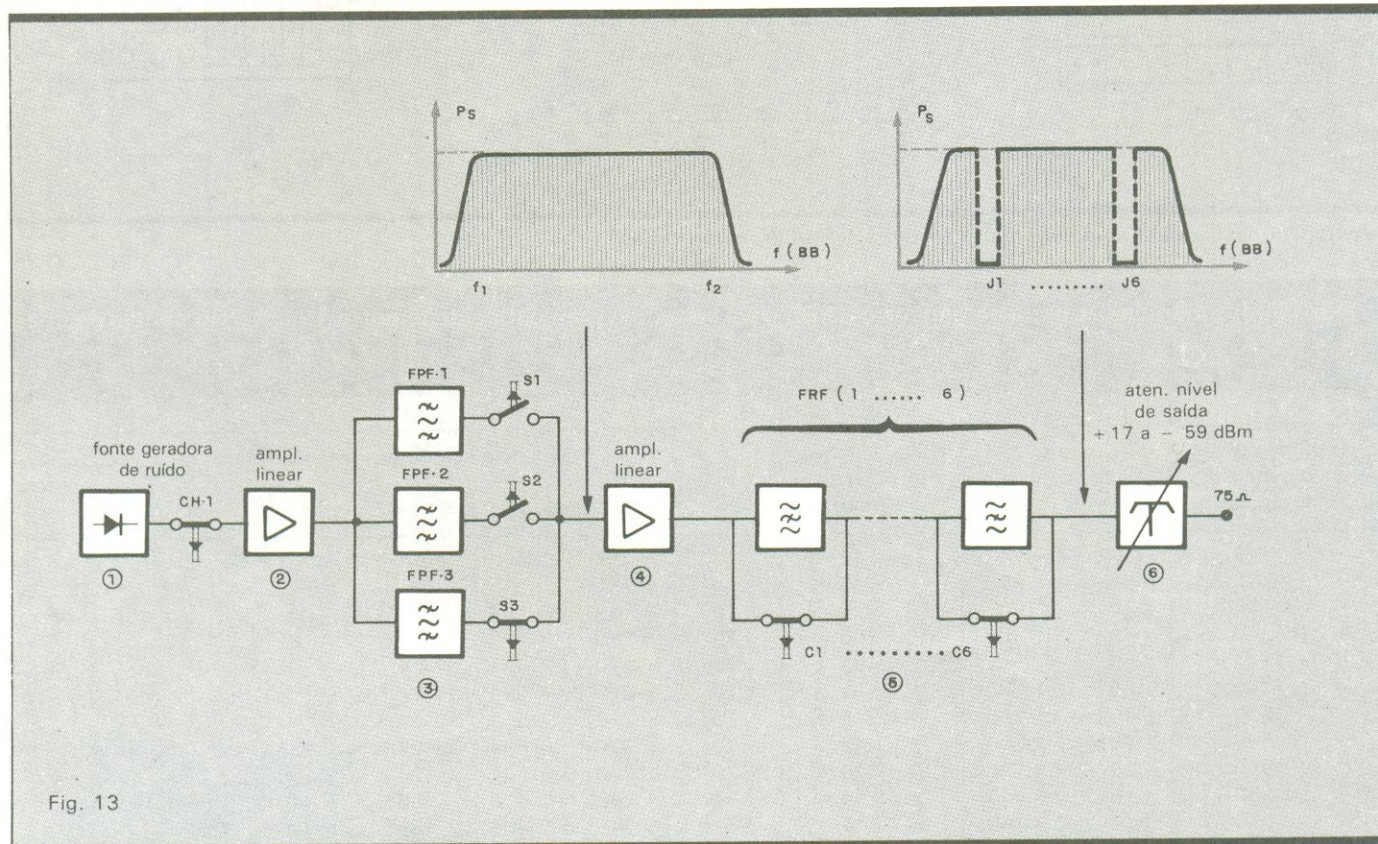


Fig. 13

Diagrama em blocos do gerador de ruído branco.

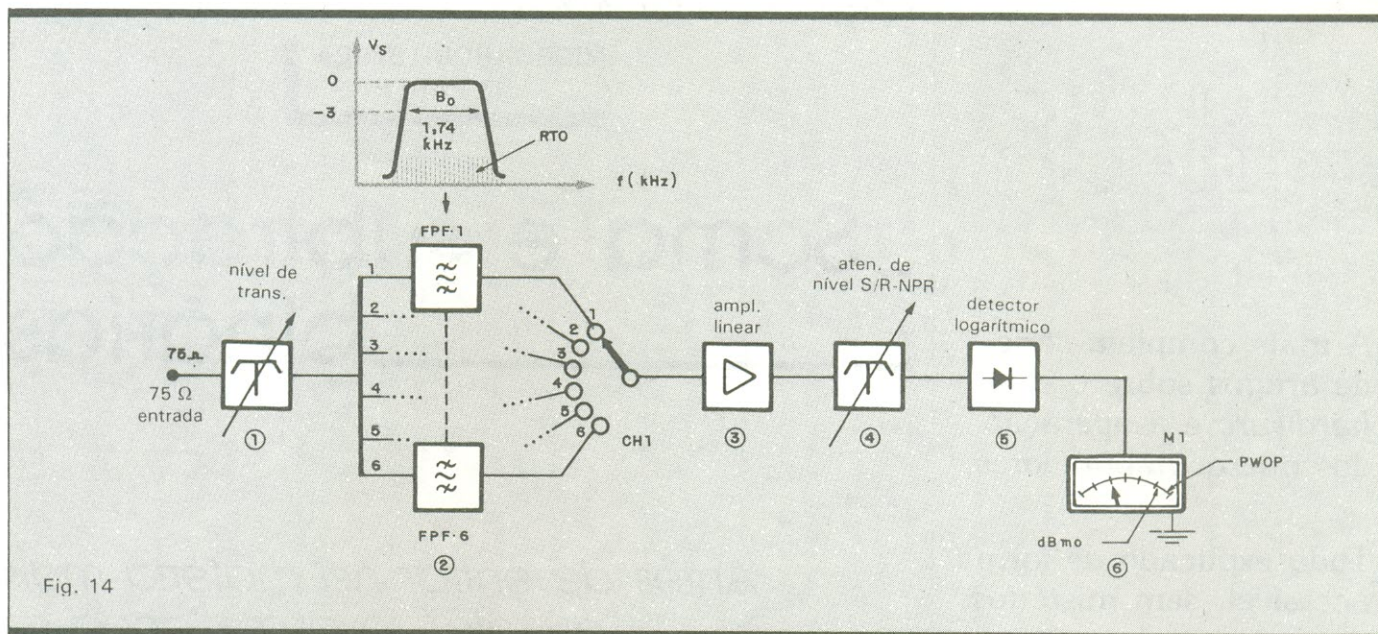


Fig. 14 Diagrama em blocos simplificado do medidor de ruído branco.

escalas, sendo uma graduada em PWOP e a outra em dB/dBmop.

Bibliografia

Manual de Operação do Conjunto Ruído Branco RK-50 — W & G.
Consideração sobre Ruído nas Comu-

nicacões — Eng.º Sérgio de Vasconcelos, TELESF.

Caracterização de Ruído e Distorção em Sistemas de Microondas — FM, Revista Telebrasil, autores: Eng.ºs Delson F. Siffert e J. L. N. Fravendort.
Radio and Carrier Noise Performance — Lenkurt.

Definição e Medidas do Ruído nas Telecomunicações — Revista Monitor, autor: Francisco Bezerra Filho.

O autor agradece ao Eng.º Ivan Vasquez de Mesquita, Implantação TELESF (TIT), pela colaboração na realização das medidas práticas.

SCHRACK

A QUALIDADE DA MELHOR TECNOLOGIA

RP 010/10

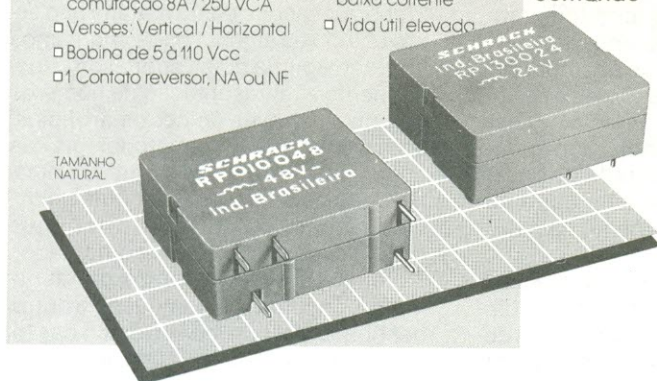
Relé miniatura para circuito impresso

Grande potência em pouco espaço!

- Tamanho reduzido
- Alta potência de comutação 8A / 250 VCA
- Versões: Vertical / Horizontal
- Bobina de 5 à 110 Vcc
- 1 Contato reversor, NA ou NF

- Opção: contatos dourados para baixa corrente
- Vida útil elevada

Ideal para controle e comando



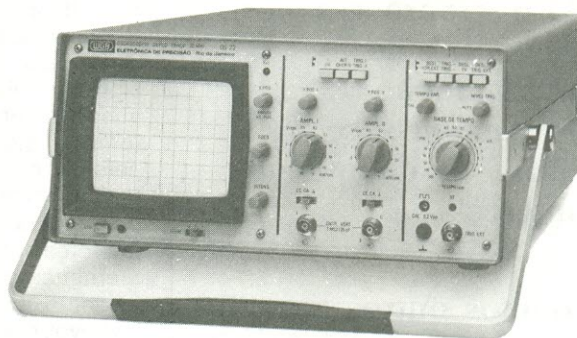
SCHRACK ELETRÔNICA S.A.



VENDAS: ITAPEICERICA DA SERRA - SP, Av. Eduardo R. Daher, 723 - Centro - Tel. (011) 495-2944
RIO DE JANEIRO - RJ, Rua Uruguaçu, 393 - Sobrelaje - 102 - Tijuca - Tel. (021) 268-2586
CORRESP.: ITAPEICERICA DA SERRA - SP, Caixa Postal 02 - CEP 06850 - Telex (011) 33226 SCHR BR

OS-22

Osciloscópio para faixa de frequências de C.C. a 20 MHz



O OS-22 é um osciloscópio de duplo traço, para uso universal, com resposta em frequência até 20 MHz e sensibilidade máxima de 5 mV/cm. Além das características apresentadas pelo já conhecido OS-20, este novo instrumento traz em si uma linha de retardo, que permite a visualização da medida de pulsos, e uma tela retangular de 8 x 10 cm com retícula interna. Aos recursos citados, somam-se ainda a facilidade adicional do eixo Z, que permite a modulação de intensidade do feixe para aplicações especiais, e uma saída auxiliar desacoplada fornecendo 50 mV por divisão do sinal apresentado na tela. Esta saída possibilita a monitoração desses sinais por outros instrumentos, como por exemplo, freqüencímetros. Necessárias ao desempenho correto de qualquer osciloscópio, a confiabilidade e eficácia do circuito de trigger utilizado, garantem uma operação estável mesmo com sinais de baixa amplitude até 30 MHz. O manuseio do OS-22 é de grande simplicidade, face à identificação imediata de cada controle em seu painel frontal.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

Aqui começa

micro arquitetura

A mais completa série de artigos sobre o *hardware* e a operação dos microcomputadores.

Tudo explicado de forma acessível, sem mistérios, exigindo apenas as bases da eletrônica digital.

Veja alguns temas que serão abordados durante a série:

- Cálculo binário
- Elementos básicos do computador
- Conceito de microoperação
- O microprocessador
- Sistemas de computação
- Micros *bit-slice*
- Fluxo de dados nos micros

e muitos outros assuntos de interesse para estudantes, profissionais, programadores, autodidatas e usuários de micros em geral. Todo mês nas páginas do novo Caderno de Informática NE.

CADERNO DE INFORMÁTICA

Arnaldo Megrich

MICROARQUITETURA
1.ª PARTE

Soma e subtração binárias

Antes de entrar na matéria mais "quente", o autor lança as bases da série, revisando os princípios do cálculo binário

A meteórica introdução dos computadores e principalmente dos microcomputadores no Brasil exigiu que muitos engenheiros e técnicos se adequassem repentinamente a uma nova situação. Novos conceitos, diferentes métodos de trabalho e, sem sombra de dúvida, o grande volume de informações a ser absorvido em curto espaço de tempo foram e ainda são algumas das principais barreiras impostas à grande parte dos recém-formados e profissionais da área. Não são poucos aqueles que, por força das circunstâncias tomaram, literalmente, "o bonde andando", na evidente necessidade de acompanhar os novos microprocessadores e periféricos que surgem diariamente no mercado. Em consequência tornou-se comum a sensação de "falta de base" — deficiências conceituais que limitam o perfeito conhecimento da estrutura computacional.

A nosso ver, esse conhecimento é fundamental e obrigatório, constituindo um pré-requisito vital para quem deseja ter uma correta formação no campo da computação. Uma noção concreta do que ocorre no interior de um microprocessador, por exemplo, durante a execução de uma determinada tarefa, não pode ser desprezada.

Procuraremos então explorar, nesta nova seção, um conjunto de tópicos que permita uma sólida compreensão da arquitetura interna do computador, partindo de máquinas fictícias e passando depois a exemplos reais. Em suma, apresentaremos a partir deste mês uma série que poderia ser perfeitamente definida como "tudo aquilo que você sempre quis saber sobre computadores, mas nunca teve oportunidade de questionar".

Manipulação de dígitos binários —

Embora o escopo desta matéria não seja o estudo da álgebra booleana, vamos abordar alguma coisa sobre soma, decremento e representação de números negativos através de certos artifícios. Uma vez assimilada a metodologia das operações de adição e subtração binária, será mais fácil analisar uma unidade aritmética, um dos principais dispositivos presentes no computador. Tal circuito, como veremos oportunamente, encontra-se conjugado a outro, destinado ao tratamento lógico das informações binárias, na assim denominada ULA (unidade lógica e aritmética).

A adição de dois dígitos (ou, mais simplesmente, bits) baseia-se nas regras descritas a seguir. Perceba que a soma resultante é constituída por um

Soma binária e overflow

Quadro 1

Exemplo 1: Adição de dois números binários de 5 bits (10000 e 01010), gerando um resultado de mesmo comprimento

$$\begin{array}{r} 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ +\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0 \\ \hline 1\ 1\ 0\ 1\ 0 \leftarrow \text{bits de soma} \\ \hline 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{"vai-um"} \\ \hline 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0 \end{array}$$

Número binário resultante de mesma extensão, tendo em conta que o bit de transporte criado pela soma parcial mais à esquerda (indicada pelo asterisco) é nulo, podendo ser desprezado.

Exemplo 2: Adição de dois números binários de 5 dígitos (10000 e 11000), gerando um resultado de 6 bits.

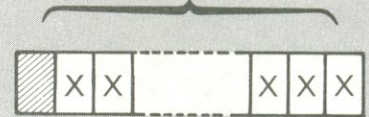
$$\begin{array}{r} 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ +\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0 \\ \hline 0\ 1\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{bits de soma} \\ \hline 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{"vai-um"} \\ \hline 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0 \end{array}$$

overflow →

O número binário resultante, em função da soma parcial mais à esquerda haver gerado o "vai-um" unitário (vide asterisco), é constituído por seis dígitos.

A última posição é denominada indicadora de excesso de capacidade, ou *overflow*. Sempre que esta apresentar o dígito "1", caracteriza-se a condição de "estouro", determinada pelas limitações da máquina de cálculo.

número resultante



limitação apresentada pela máquina de cálculo

indicativo de overflow

1.º número (5 bits) 2.º número (5 bits)

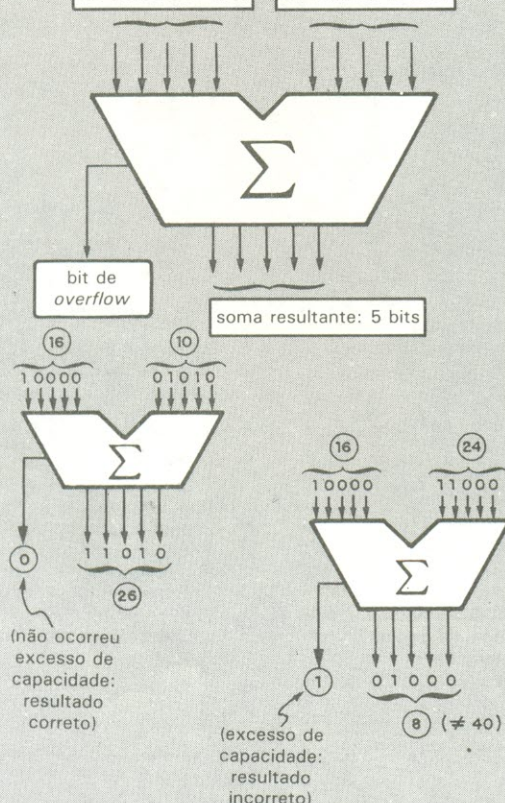


Fig. 1

Esquema básico de um somador para números até cinco dígitos binários (ou seja, até o número 31, sem overflow).

par de bits, sendo que um deles, doravante designado por "vai-um", assume o valor unitário tão-somente no caso em que ambas as parcelas forem iguais a "1".

1.º dígito	2.º dígito	soma	
		"vai-um"	bit de soma
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Analogamente, a subtração binária pode ser resumida pela tabela seguinte. No caso da operação 0 - 1, observamos a geração do dígito "1" e a necessidade da criação de uma coluna de empréstimo, o "empresta-um", à semelhança da subtração decimal, sempre que o subtraendo for superior ao minuendo.

1.º dígito (minuendo)	2.º dígito (subtraendo)	subtração	
		"empresta-um"	bit diferença
0	0	0	0
1	0	0	1
1	1	0	0
0	1	1	1

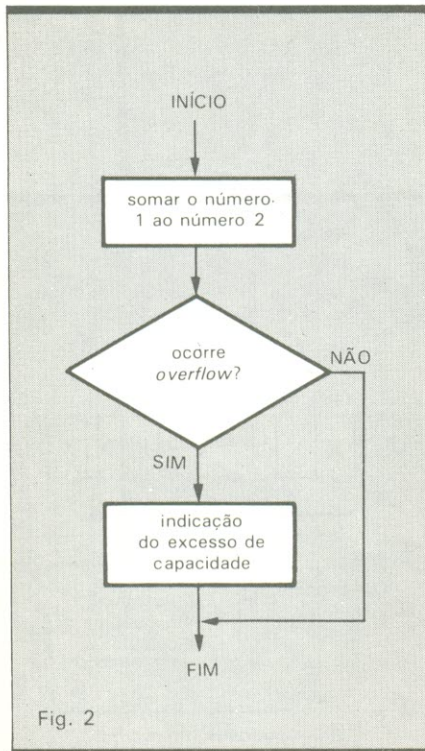


Fig. 2

Fluxograma representando o processo de soma binária.

Se estendermos nossas considerações para números binários com mais dígitos — cinco, digamos —, uma soma poderá apresentar um resultado de mesmo comprimento ou, em alguns casos, com seis bits, como demonstram os exemplos registrados no Quadro 1.

Na prática, entretanto, a capacidade dos somadores é limitada, fato que implica restrições na magnitude dos dígitos tratados. Dessa forma (vide fig. 1), quando a saída não dispõe de mais de cinco bits para o fornecimento do resultado, no caso de somas onde são necessários seis dígitos (conforme o segundo exemplo do Quadro 1), ocorrerá, forçosamente, o excesso de capacidade. Tal fenômeno acarreta, em consequência, uma informação errônea de soma ao final do processamento do dispositivo — situação que é alertada pela ativação de um bit extra, presente externamente ao somador, mas não disponível como saída da operação adição, o qual é determinado exatamente pelo dígito mais à esquerda resultante do cálculo (no exemplo, o bit 6). Este bit indicativo, em função de suas próprias características, recebe a designação de *overflow*, ou excesso de capacidade, ficando assinalada esta condição sempre que o mesmo for unitário.

O fluxograma da figura 2 representa de forma global os conceitos de adição mencionados até aqui. Esse procedimento será aperfeiçoado no de-

11 - 4 = 7

$$\begin{array}{r}
 1\ 0\ 1\ 1 \leftarrow \text{minuendo} \\
 -\ 0\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{subtraendo} \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (1º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (1º nível)} \\
 \hline
 0\ 0\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (2º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (2º nível)} \\
 \hline
 0\ 0\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{Resultado com quatro dígitos, como o minuendo e o subtraendo} \\
 \leftarrow \text{bit de excesso} \leftarrow \text{(despreza-se a indicação de excesso, por ser nulo).}
 \end{array}$$

a)

11 - 12 = -1

$$\begin{array}{r}
 1\ 0\ 1\ 1 \leftarrow \text{minuendo} \\
 -\ 1\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{subtraendo} \\
 \hline
 0\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (1º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (1º nível)} \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (2º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 1\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (2º nível)} \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{Resultado incorreto (a princípio). O bit imediatamente à esquerda do 4º dígito indica a situação de underflow} \\
 \leftarrow \text{underflow}
 \end{array}$$

desprezam-se os dígitos além do 5º bit

b)

Fig. 3

Dois exemplos de subtração binária.

Complemento - 2 de números binários

Quadro 2

Obtenção de complemento - 2 do número 0001

$$\begin{array}{r}
 0\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{minuendo} \\
 -\ 0\ 0\ 0\ 1 \leftarrow \text{subtraendo} \\
 \hline
 0\ 0\ 0\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (1º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 0\ 0\ 1 \leftarrow \text{"empresta-um" (1º nível)} \\
 \hline
 0\ 0\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (2º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 0\ 1\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (2º nível)} \\
 \hline
 0\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (3º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (3º nível)} \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{bits diferença (4º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 1\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{"empresta-um" (4º nível)} \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 1 \leftarrow \text{número binário resultante} \\
 \leftarrow \text{desprezam-se os demais dígitos}
 \end{array}$$

O complemento - 2 de 0001 (+ 1) é dado pelo número binário 1111 (-1).

Operação decimal equivalente:

$$\begin{array}{r}
 0 \\
 -1 \\
 \hline
 1
 \end{array}$$

Adição de 0001 a 1111

$$\begin{array}{r}
 0\ 0\ 0\ 1 \\
 +\ 1\ 1\ 1\ 1 \\
 \hline
 1\ 1\ 1\ 0 \leftarrow \text{bits de soma (1º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 0\ 0\ 1 \leftarrow \text{"vai-um" (1º nível)} \\
 \hline
 1\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{bits de soma (2º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 0\ 1 \leftarrow \text{"vai-um" (2º nível)} \\
 \hline
 0\ 1\ 0\ 0 \leftarrow \text{bits de soma (3º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 0\ 1 \leftarrow \text{"vai-um" (3º nível)} \\
 \hline
 0\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{bits de soma (4º nível)} \\
 \swarrow \searrow \swarrow \searrow \\
 1 \leftarrow \text{"vai-um" (4º nível)} \\
 \hline
 1\ 0\ 0\ 0 \leftarrow \text{número binário resultante} \\
 \leftarrow \text{bit desprezado}
 \end{array}$$

A soma de um número binário com seu complemento - 2 resulta em um valor nulo.

Operação decimal equivalente:

$$\begin{array}{r}
 1 \\
 +\ (-1) \\
 \hline
 0
 \end{array}$$

correr do texto, visando incluir as técnicas de decremento binário, às quais nos dedicaremos em seguida.

Subtração de números binários — Conforme as definições anteriores e tomando-se por referência o processo de adição binária com vários dígitos, vamos considerar a operação 1011 – 0100. Note-se que nessas condições o bit “vai-um” tem por correspondente o “empresta-um”, havendo inclusive a possibilidade de que alguns cálculos

produzam um número binário mais extenso que os originais, como é o caso do segundo exemplo da figura 3.

O bit de excesso, nas situações em que o subtraendo for maior que o minuendo, será chamado de *underflow*. Assim, obtém-se um resultado de maior comprimento que os operandos. À primeira vista, torna-se evidentemente difícil reconhecer o equivalente binário de – 1 na subtração efetuada. O estudo da técnica do “complemento – 2” para números binários, todavia,

mostrará que existe uma correspondência.

Complemento – 2 de um número binário — Formalmente, definimos o complemento – 2 de um número binário através de uma operação de subtração, onde o minuendo é determinado a partir de um conjunto de zeros (tantos quantos forem os dígitos do número binário considerado), e o subtraendo, pelo próprio número tratado. A introdução do conceito de complemento – 2, em outras palavras, surge exatamente devido à necessidade de se representar números binários negativos. Com efeito, ao analisar o exemplo contido no Quadro 2, verificamos que a soma de um número binário com o complemento – 2 que lhe corresponde é nula. Por outro lado, quando calculamos o “complemento – 2 do complemento – 2” de um número qualquer, recaímos nos dígitos originais, como demonstra o exemplo do Quadro 3.

O fluxograma que ilustra o método de subtração binária efetuada segundo o princípio do complemento – 2 está apresentado na figura 4. Veja, logo adiante, as operações anteriormente analisadas ($11 - 4 = 7$ e $11 - 12 = -1$, na forma decimal), desta feita

Complemento – 2 do número 1111

Quadro 3

0 0 0 0 ← minuendo

- 1 1 1 1 ← subtraendo

1 1 1 1 ← bits diferença (1º nível)

1 1 1 1 ← “empresta-um” (1º nível)

1 0 0 0 1 ← Número binário resultante. Logo, o complemento – 2 do complemento – 2 de um número corresponde a ele próprio.

desprezam-se os demais dígitos

representação binária	representação decimal
0 0 0 1	+ 1
1 1 1 1	- 1

Representação através do complemento – 2

Quadro 4

Quatro dígitos binários podem representar números de 0 a 15 na forma decimal ...

representação binária				representação decimal
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

na determinação destes valores binários foram empregadas as técnicas de complemento – 2.

... ou números, com sinal, compreendidos entre + 1 e + 7, – 1 e – 7, além do zero, quando utilizamos os conceitos de complemento – 2:

representação binária				representação decimal (com sinal)
0	0	0	0	0
0	0	0	1	+ 1
0	0	1	0	+ 2
0	0	1	1	+ 3
0	1	0	0	+ 4
0	1	0	1	+ 5
0	1	1	0	+ 6
0	1	1	1	+ 7
1	1	1	1	- 1
1	1	1	0	- 2
1	1	0	1	- 3
1	1	0	0	- 4
1	0	1	1	- 5
1	0	1	0	- 6
1	0	0	1	- 7

orientando-se conforme o processo sugerido por esse fluxograma; em essência, estamos simplesmente tratando das mesmas operações, mas sob diferente representação: $11 + (-4) = 7$ e $11 + (-12) = -1$.

O leitor poderá então questionar a razão pela qual dedicamos à técnica do complemento -2 tamanha importância. Como será visto adiante, em um próximo artigo, uma máquina de cálculo pode ser realmente simplificada quando a projetamos para executar apenas adições (com a operação de decremento ocorrendo de forma indireta), ao invés de somas e subtrações. O conceito de complemento -2 vem de encontro a esta situação, facilitando a realização de cálculos aritméticos por meio de um artifício.

Complemento -2 de 0100 (4):

$$\begin{array}{r} 0000 \\ -0100 \\ \hline 0100 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 1100 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 1000 \\ \boxed{1}1100 \end{array}$$

(resultado equivalente a -4, segundo a notação decimal)

Complemento -2 de 1100 (12):

$$\begin{array}{r} 0000 \\ -1100 \\ \hline 1100 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 1100 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 10100 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 10000 \\ \boxed{1}0100 \end{array}$$

Versão simplificada do complemento -2

Quadro 5

Fase 1 (inversão dos bits):

$$\begin{array}{r} 0111 \\ \downarrow \downarrow \downarrow \downarrow \\ 1000 \end{array}$$

Fase 2 (adição de uma unidade):

$$\begin{array}{r} 1000 \\ + 1 \\ \hline 1001 \end{array}$$

Conclusão: o complemento -2 de 0111 (+7) é dado pelo número binário 1001 (equivalente, portanto, a -7 na notação decimal).

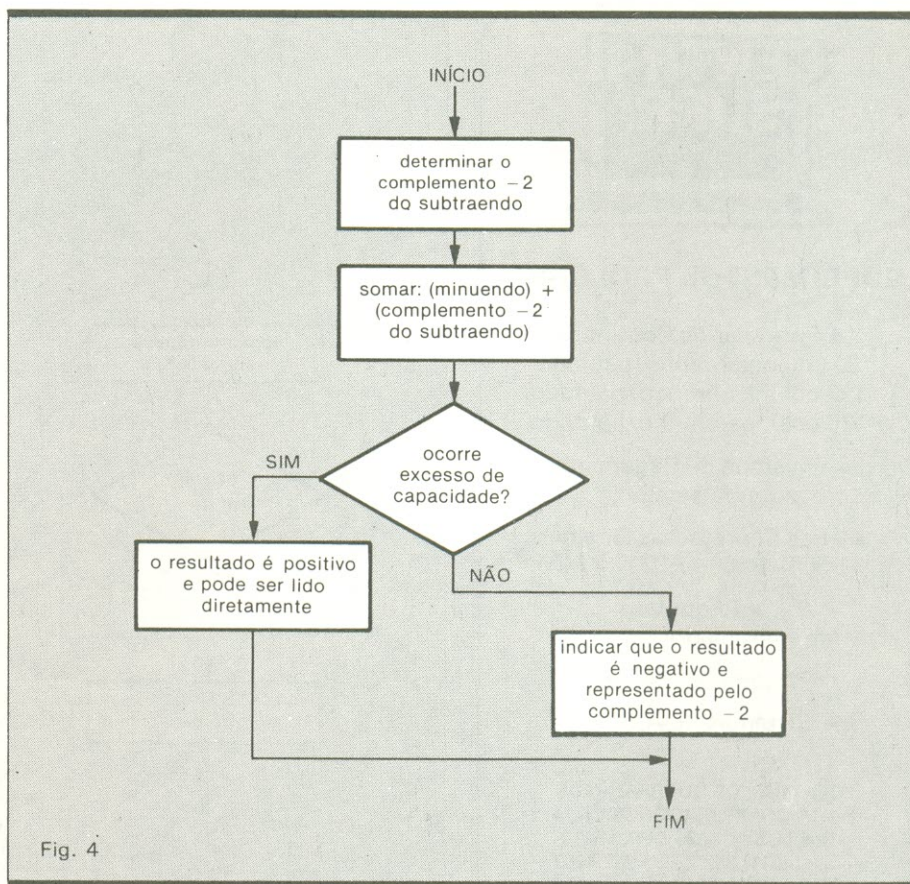


Fig. 4

Fluxograma da subtração binária utilizando o complemento -2.

(resultado equivalente a -12, segundo a notação decimal)

Operação $11 + (-4) = 7$ executada sob a forma binária:

$$\begin{array}{r} 1011 \longrightarrow (11) \\ + 1100 \longrightarrow (-4) \\ \hline 0111 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 1000 \\ \boxed{1}0111 \longrightarrow (7) \\ \uparrow \\ \text{overflow} \end{array}$$

Como ocorreu o excesso de capacidade, o resultado (0111) é positivo e pode ser tratado diretamente.

De modo análogo, analisemos a operação: $11 + (-12) = -1$:

$$\begin{array}{r} 1011 \longrightarrow (11) \\ + 0100 \longrightarrow (-12) \\ \hline 1111 \\ \swarrow \searrow \swarrow \nwarrow \\ 0000 \\ \boxed{0}1111 \\ \uparrow \\ \text{overflow} \end{array}$$

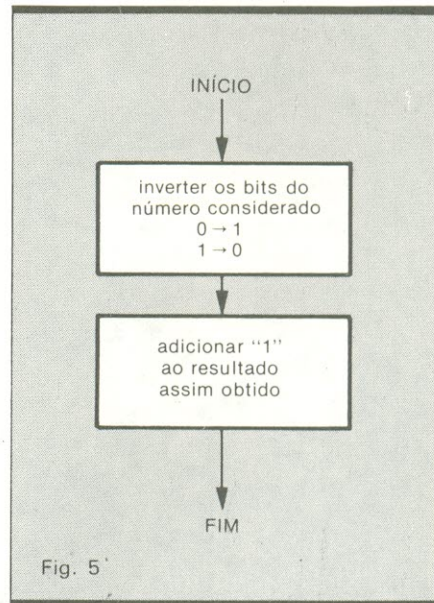


Fig. 5

Obtenção de um número binário pelo complemento -2, através do método alternativo.

Se considerarmos que não houve *overflow*, interpretamos o resultado como sendo negativo e obtido na forma de complemento -2. Sabemos que o complemento -2 de 1111 corresponde ao número binário 0001 (vide Quadro 3). Logo, o resultado esperado foi



SUPRIMENTOS PROLÓGICA

- Formulários Contínuos
80 colunas-branco/pautado
132 colunas-branco/pautado
136 colunas-branco/pautado
- Envelope de Pagamento
com ou sem bojo
- Fitas Impressoras Originais
P500 - P600 - P720 - P740
 - Etiquetas
em Formulário Contínuo
 - Disquetes 5 1/4" e 8"
 - Sistemas de Arquivos

CENTRAL DE SUPRIMENTOS
PARA COMPUTADORES LTDA.
Rua Lisboa, 502 - CEP. 05413
Tels.: (011) 852.7259 - 282.1602
64.0519 - 883.6415 - São Paulo - SP.



ATENÇÃO
Rio de Janeiro

Para anunciar em
NOVA ELETRÔNICA
é só discar
(021) 220-1656

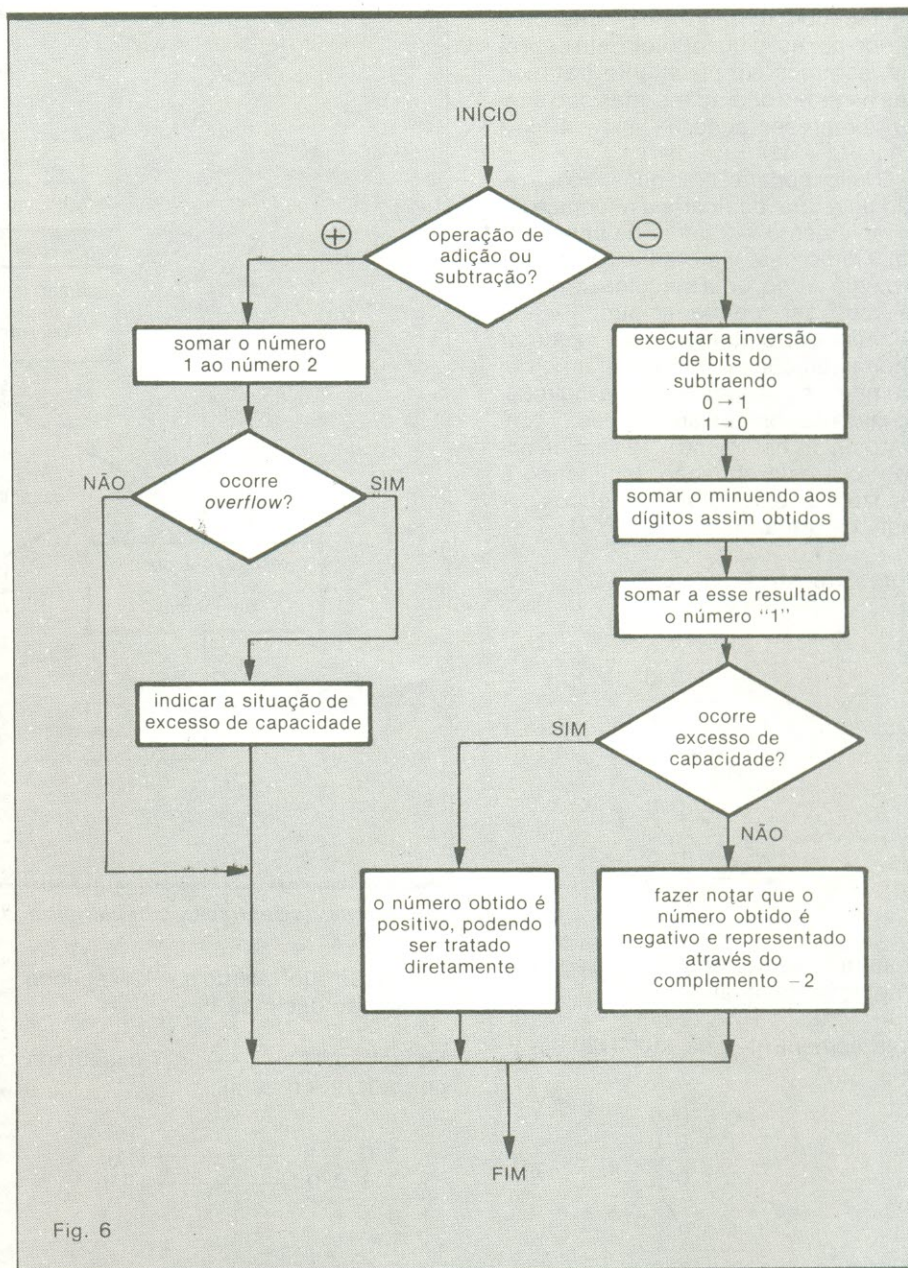


Fig. 6

Seqüência completa de adição/subtração de números binários, visando aplicação em uma máquina de cálculo.

confirmado (-1, em notação decimal).

Vale notar, nesta ocasião, que a correspondência binária para números decimais com sinal sofre uma restrição na capacidade de representação. Assim, quatro dígitos binários podem ser empregados na identificação de números absolutos de 0 a 15 ou, então, na de números com sinal, de +1 a +7 e -1 a -7, incluindo o valor 0, como sugere o Quadro 4.

Alternativa para a obtenção do complemento -2 — Um "atalho" para a determinação do complemento -2 de um número binário qualquer consiste na simples inversão dos dígitos ("zeros" em "uns" e vice-versa), seguida da adição de uma unidade ao resultado as-

sim encontrado. A título de exemplo, vamos seguir o procedimento para a obtenção do complemento -2 de 0111, correspondente ao número decimal +7, através do Quadro 5.

Sob um enfoque mais genérico, podemos apreciar, na figura 4, um fluxograma relativo a esse processo alternativo. Na prática a utilização dessa técnica é vantajosa, por exigir uma quantidade mais reduzida de blocos lógicos na implementação de dispositivos de cálculo, como veremos em nosso próximo artigo. A propósito, indicamos, na figura 5, a seqüência adotada no projeto de um circuito somador e subtrator de números binários (com decremento indireto, através da adição do complemento -2).

Memórias dinâmicas: operação e projeto

As memórias RAM do tipo dinâmico oferecem grandes vantagens em uma série de circuitos. Veja por que e como utilizá-las

Existem dois tipos básicos de memória RAM: as estáticas e as dinâmicas, abreviadas para SRAM e DRAM, respectivamente. A diferença básica entre elas está na forma como armazenam os dados, pois enquanto as primeiras empregam biestáveis (ou *flip-flops*) para estocar os bits, as dinâmicas fazem o mesmo através de capacitores (obtidos, na prática, através das características capacitivas dos transistores, capazes de reter pequenas cargas eletrostáticas). As células básicas de ambas podem ser comparadas na figura 1.

Para comparar as duas RAMs quanto ao desempenho global, porém, é preciso levar em conta uma série de fatores, como densidade, ciclo de reforço e consumo, entre outros. A redução do tamanho é a primeira e mais óbvia consequência das diferenças estruturais entre as duas memórias. De fato, graças ao menor número de componentes por célula, as RAMs dinâmicas exibem, em geral, uma pastilha com dimensões 20% inferiores às das estáticas com a mesma capacidade, do mesmo fabricante. Isto significa, em outras palavras, maior densidade de armazenamento para as DRAMs.

A segunda consequência mais direta é o consumo de energia. As memórias dinâmicas exigem, normalmente,

menos potência que as estáticas, já que estas precisam sustentar continuamente seus biestáveis. Por uma série de motivos, as DRAMs também costumam ser, na origem, mais baratas que as SRAMs equivalentes.

Em contrapartida, o tipo de armazenamento feito pelas memórias dinâmicas pede alguns recursos adicionais. O principal deles é o processo de reforço (ou *refresh*, em inglês), que tem a função de "reavivar" periodicamente a carga estocada nas células, para que ela não se perca. Assim, os dados são confirmados em todas as células de uma linha a cada operação de leitura ou escrita. Como resultado, uma RAM de 4 kbits, por exemplo, é totalmente "reforçada" em 64 ciclos, ou 2 ms.

Essa necessidade tem algumas desvantagens: a exigência de uma lógica adicional no circuito, para gerar o reforço de forma correta e sincronizada; o tempo de acesso, que acaba sendo maior que nas memórias estáticas; e o total respeito aos ciclos de leitura e escrita, que não podem ser interrompidos ou reduzidos, sob pena de perda dos dados armazenados.

Tais desvantagens, no entanto, são muito relativas, já que tudo depende do tipo de projeto em que as memórias serão empregadas. Assim, as SRAMs costumam ser incluídas em circuitos

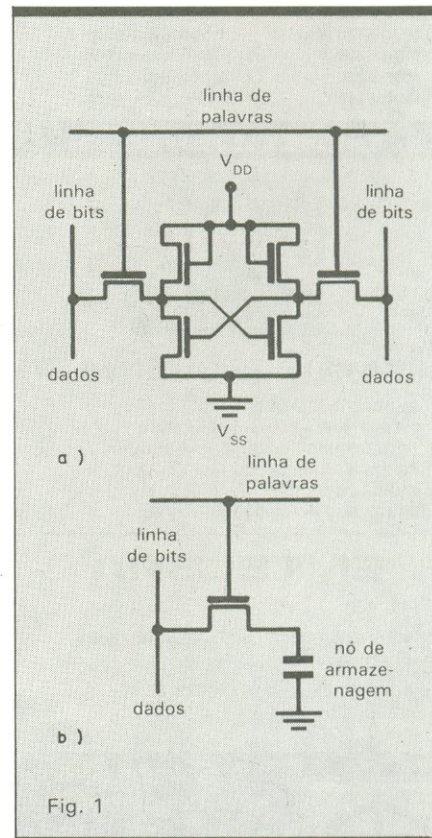


Fig. 1
Comparação entre as células da memória estática (a) e dinâmica (b).

em que se deseja menor complexidade e maior velocidade de operação, em troca de espaço e custo. Por outro lado, as RAMs dinâmicas podem ser muito interessantes em grandes sistemas, que necessitam extensas áreas de armazenagem de dados. Além disso, já existem alguns recursos práticos para se implementar o circuito de reforço. Um deles é a memória iRAM, que contém a própria lógica de reforço, ideal para pequenos bancos de memória, quando se trabalha com microprocessadores. Já para os grandes sistemas, como é o caso dos *mainframes*, utilizam-se controladores externos, mas encapsulados sob a forma de integrados LSI. Em ambos os casos, o projeto fica bastante simplificado, pois um circuito básico de reforço é composto por um contador de endereços, um pequeno sistema de multiplexação, um temporizador e uma rede de portas lógicas de acoplamento.

Uma DRAM comercial— Atualmente, podemos contar com várias famílias de RAMs dinâmicas, em diversas configurações e capacidade sempre crescente. No Brasil já se utilizam elementos de 256 k por 1 bit e vêm por aí versões de até 1 megabit. Mas como o objetivo deste artigo é fornecer uma rápida visão sobre a estrutura desses dis-

positivos, além de fazer algumas considerações de projeto, será mais fácil adotarmos para análise um CI comercial, existente em nossas lojas. Apesar de possuir alguns detalhes específicos, essa memória permitirá estender os conceitos para outros tipos e marcas.

A DRAM escolhida é a MM5290, da National, organizada em 16 k por 1 bit e compatível com o popular modelo 4116. É comercializada em cápsulas DIP de apenas 16 pinos e exige três tensões de alimentação: +5 V, -5 V e +12 V. Em breve deverá ser substituída por tipos mais modernos, como a 2164, que possui 64 k de capacidade, mas é encapsulada também em um DIP de 16 pinos e pede apenas uma alimentação simples de +5 V, $\pm 10\%$. Mas para fins de compreensão e projeto esta é perfeitamente adequada, além de facilitar a análise de operação.

O diagrama de blocos da figura 2 ilustra a relação funcional existente entre os principais estágios no circuito da 5290, incluindo os endereços multiplexados, a saída desprovida de travas e o sinal $\overline{\text{CAS}}$ acoplado por uma porta específica. O decodificador de linhas, os decodificadores de colunas e as duas matrizes 64 x 128, com os amplificadores sensores intercalados, estão representados de acordo com sua posição relativa na pastilha do CI.

Essa memória, como se vê, utiliza o endereçamento multiplexado, exigindo sinais separados de *strobe* para as linhas e colunas da matriz — que são o $\overline{\text{RAS}}$ (*Row Address Strobe*) e o $\overline{\text{CAS}}$ (*Column Address Strobe*). A relação de tempo entre esses dois sinais não ficou muito crítica, graças à comutação de $\overline{\text{CAS}}$ com o *clock* interno de $\overline{\text{RAS}}$. Além disso, o $\overline{\text{CAS}}$ comuta também o controle de habilitação de escrita ($\overline{\text{WE}}$). Juntos, esses três sinais são a fonte dos *clocks* internos de linha, coluna e escrita. Em outras palavras, podemos dizer que:

- os *clocks* de linha estão relacionados com o sinal $\overline{\text{RAS}}$;
- os *clocks* de coluna estão relacionados com $\overline{\text{RAS}}$ ou $\overline{\text{CAS}}$, dependendo do retardo entre ambos;
- os *clocks* de escrita têm relação com $\overline{\text{CAS}}$ ou $\overline{\text{WE}}$, dependendo de qual deles ocorrer mais tarde.

O diagrama da figura 2 também indica quais os blocos controlados por cada um dos *clocks* citados.

Seleção das células— Um novo diagrama de blocos, na figura 3, explica o processo de seleção (ou endereçamento) de uma célula específica da matriz de memória. Em primeiro lugar, o endereço de linha é “travado” pelo sinal $\overline{\text{RAS}}$, sendo depois decodificado,

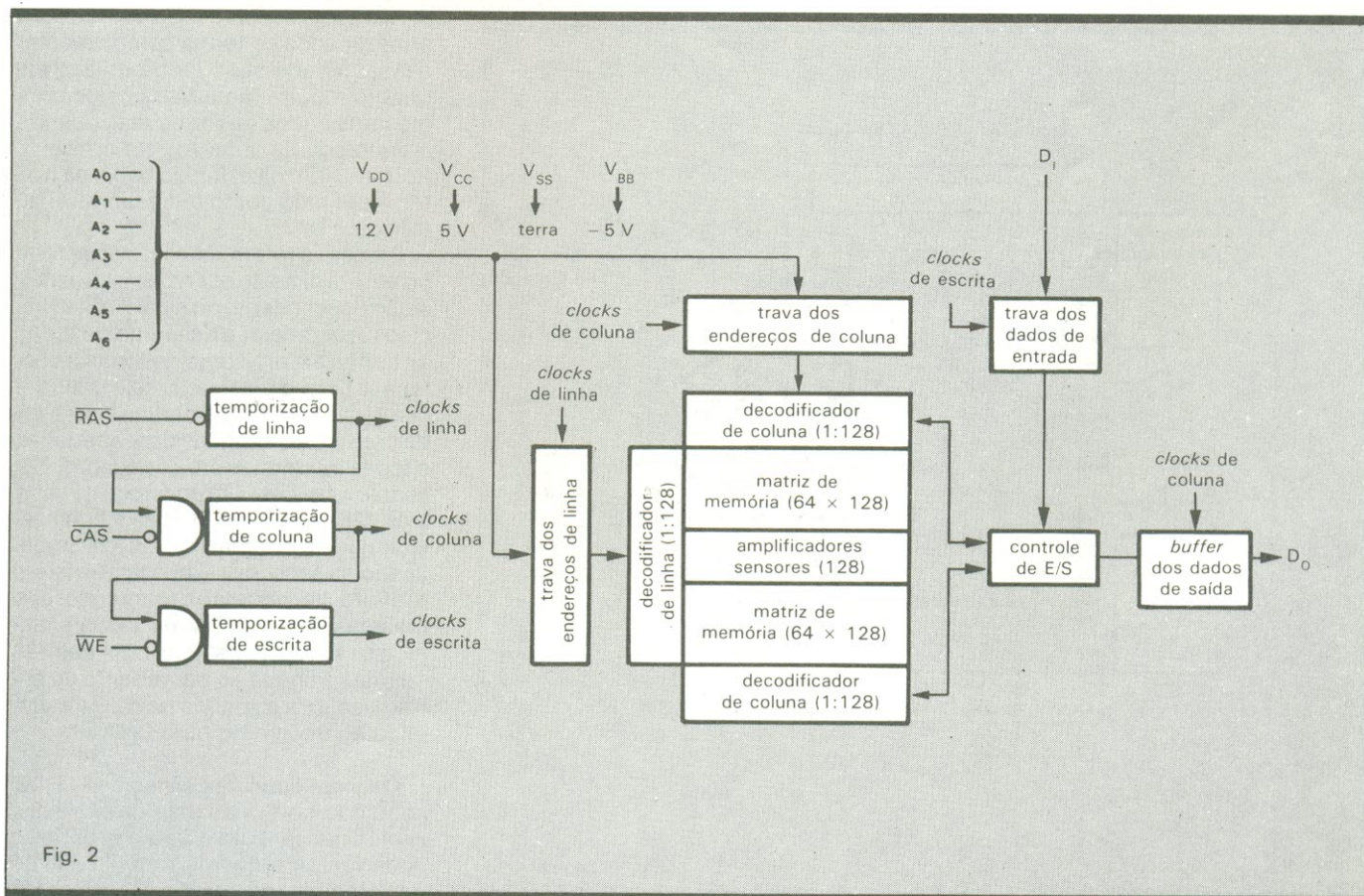
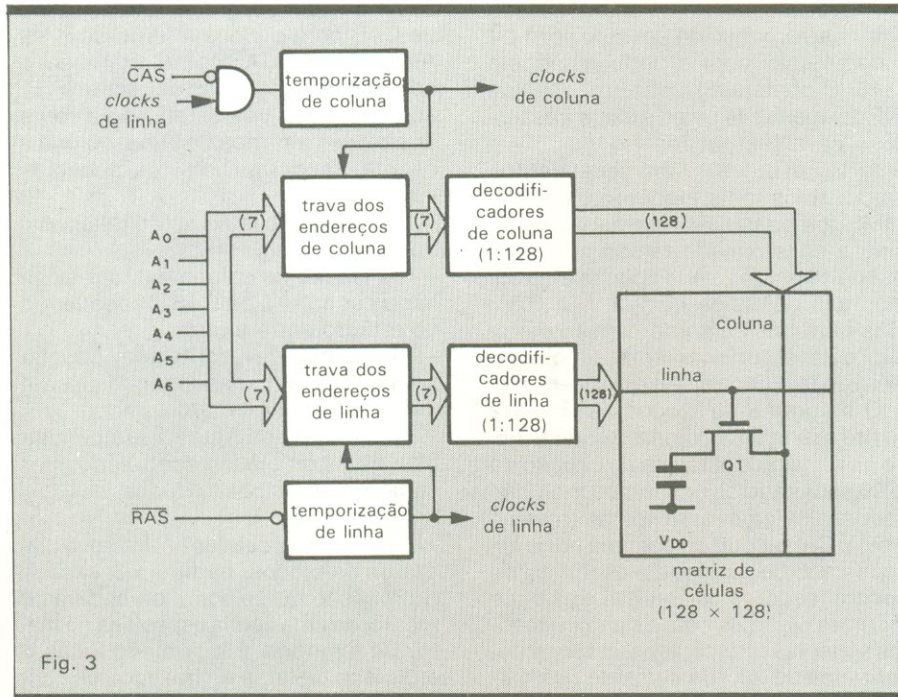
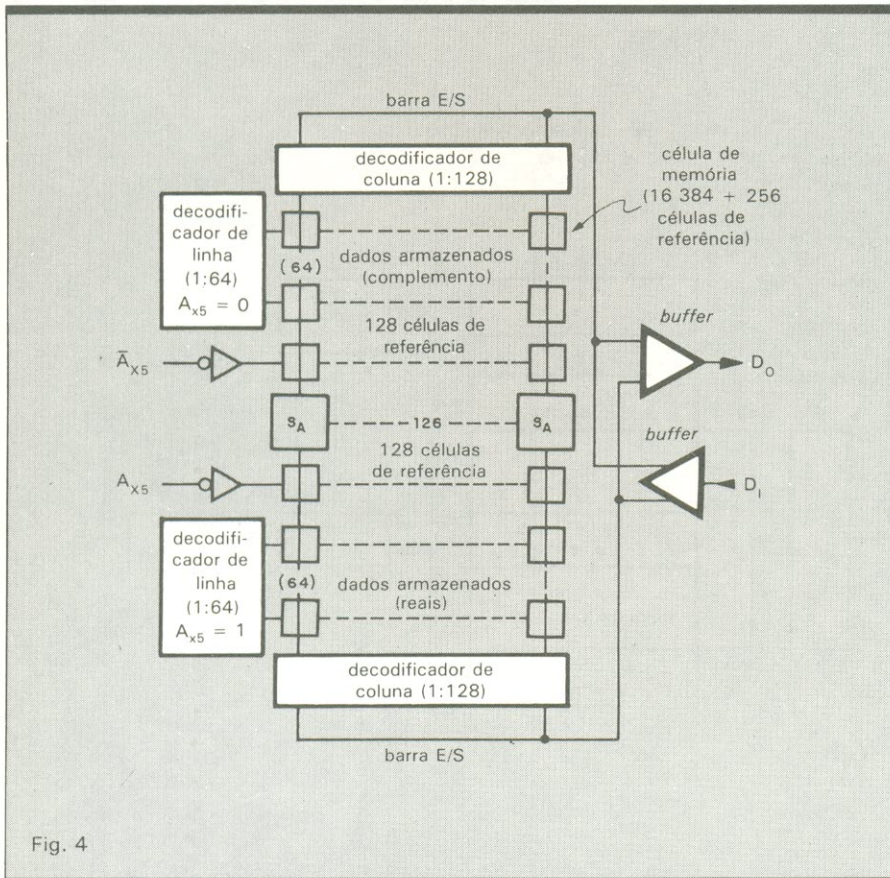


Fig. 2

Diagrama de blocos completo da memória MM5290.



Representação simplificada da operação seletora de células.



Circuitos envolvidos na operação de leitura escrita.

para se fazer a seleção de uma entre 128 linhas. Na verdade, existem 128 células acopladas a cada linha, permitindo que os transistores presentes em cada uma (Q1, na fig. 3) sejam ativados.

Em seguida, trava-se o endereço da coluna desejada, para depois haver a mesma decodificação já feita para as linhas. O ponto de intersecção da linha com a coluna selecionada determina uma única célula da matriz, seja para a leitura ou gravação de dados.

A operação de leitura— Na figura 4 temos uma representação simplificada da matriz de células, juntamente com os circuitos de escrita e leitura. A matriz consiste em 16 384 células de memória, além de duas linhas com 128 células de referência — que ficam separadas, como se vê, por 128 amplificadores sensores.

Assim, a título de exemplo, se o endereço de linha A_{x5} estiver no nível 0, vão ocorrer duas seleções simultâneas: a de uma linha na metade superior da memória e a das células de referência, na outra extremidade dos amplificadores sensores. Os dados serão armazenados de forma complementar nessa metade superior da matriz, enquanto a outra metade irá estocar os mesmos dados de forma real, quando o endereço de linha A_{x5} for o nível 1. Portanto, um nível lógico baixo na matriz é definido como 0 V e um nível alto, como + V.

Embora a referência normal de tempo em um ciclo de operação seja a transição descendente do sinal \overline{RAS} , é preciso providenciar a descarga de todas as linhas e a pré-carga de todas as colunas, para que o ciclo seja válido e completo. O ponto de partida, então, se dá com todas as linhas descarregadas e todas as colunas pré-carregadas. Em seguida, trava-se um endereço de linha e as 128 células acopladas à linha selecionada são "lidas" pelos 128 amplificadores sensores — que também têm o efeito de reforçar o conteúdo das mesmas. Quando é a vez de um endereço de linha ser travado, uma das 128 colunas é ligada ao barramento de entrada/saída e os dados da célula escolhida aparecem no pino D_0 .

Os amplificadores sensores— Prosseguindo com a análise da MM5290, vamos passar para a figura 5, onde se pode ver um esquema simplificado de um amplificador sensor, juntamente com uma célula selecionada e com a

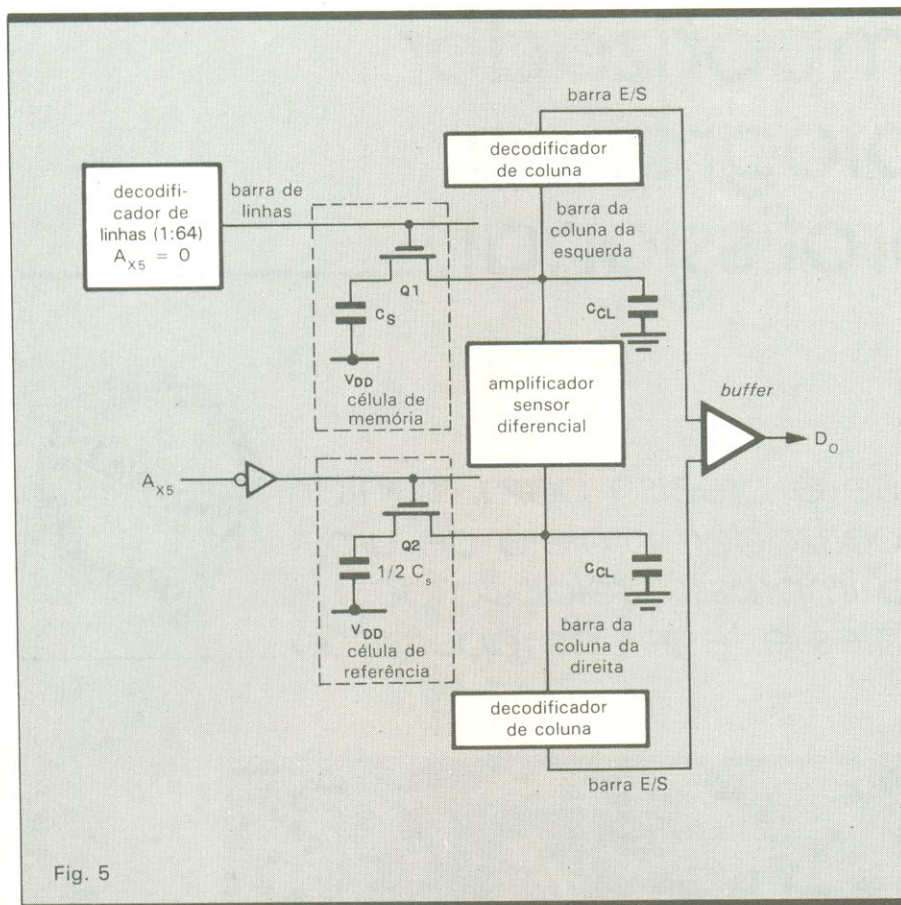


Fig. 5

Esquema simplificado de leitura, mostrando a operação dos amplificadores sensores.

célula de referência associada à leitura dos dados. Como já vimos, sempre que uma célula é selecionada pelo endereço de linha, seleciona-se também uma célula de referência, na outra extremidade do amplificador sensor (na prática, toda a linha de 128 células de referência é ativada).

Caso a célula escolhida contenha um nível lógico 1, o capacitor de armazenagem C_S vai exibir o mesmo potencial do barramento da coluna da esquerda, inibindo qualquer transferência de carga por Q1. Caso contrário, se a célula contiver um nível lógico 0, haverá carga transferida através de Q1, para ser dividida entre C_S e C_{CL} . A tensão presente no barramento será então reduzida de ΔV , que é uma função da razão entre esses dois capacitores.

Enquanto tais eventos ocorrem na célula de memória e no barramento da coluna à esquerda, a coluna da direita sofrerá uma redução de $1/2 \Delta V$ em sua tensão, já que haverá transferência de cargas por Q2, entre o capacitor da célula de referência ($1/2 C_S$) e C_{CL} . Digase de passagem que todas as células de referência iniciam o ciclo com um nível lógico 0 armazenado em seu capacitor C_S .

Isso significa que o amplificador sensor terá uma diferença de tensão de $\pm 1/2 V$ entre seus terminais, com uma polaridade que vai depender dos dados estocados na célula de memória. O amplificador sensor, por sua vez, amplifica de forma regenerativa essa diferença e restaura os dados presentes na célula memorizadora; é o reforço. Esse sinal também é amplificado pelo buffer de saída e levado ao pino de saída (D_O).

A operação de escrita— A figura 6, por fim, traz o diagrama de blocos do circuito de gravação. Nessa operação, o buffer de entrada leva o barramento de coluna da célula selecionada para o nível 0 (terra) ou 1 (V_{DD}), de acordo com o nível apresentado pelo pino D_I . O transistor Q1 é ativado porque a célula foi escolhida e o capacitor de armazenagem C_S é “gravado” com a tensão presente no barramento da coluna. Em seguida, Q1 é cortado e C_S retém os dados.

Na próxima edição veremos os diagramas de tempos da MM5290, juntamente com os comentários sobre os ciclos de operação e considerações sobre o projeto de sistemas, de forma bem detalhada. Até lá.

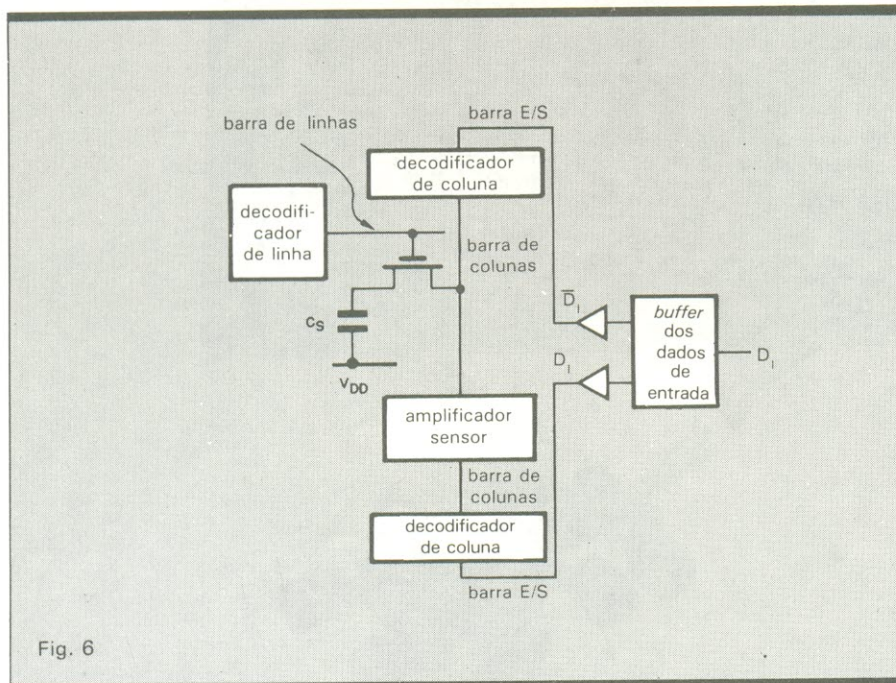
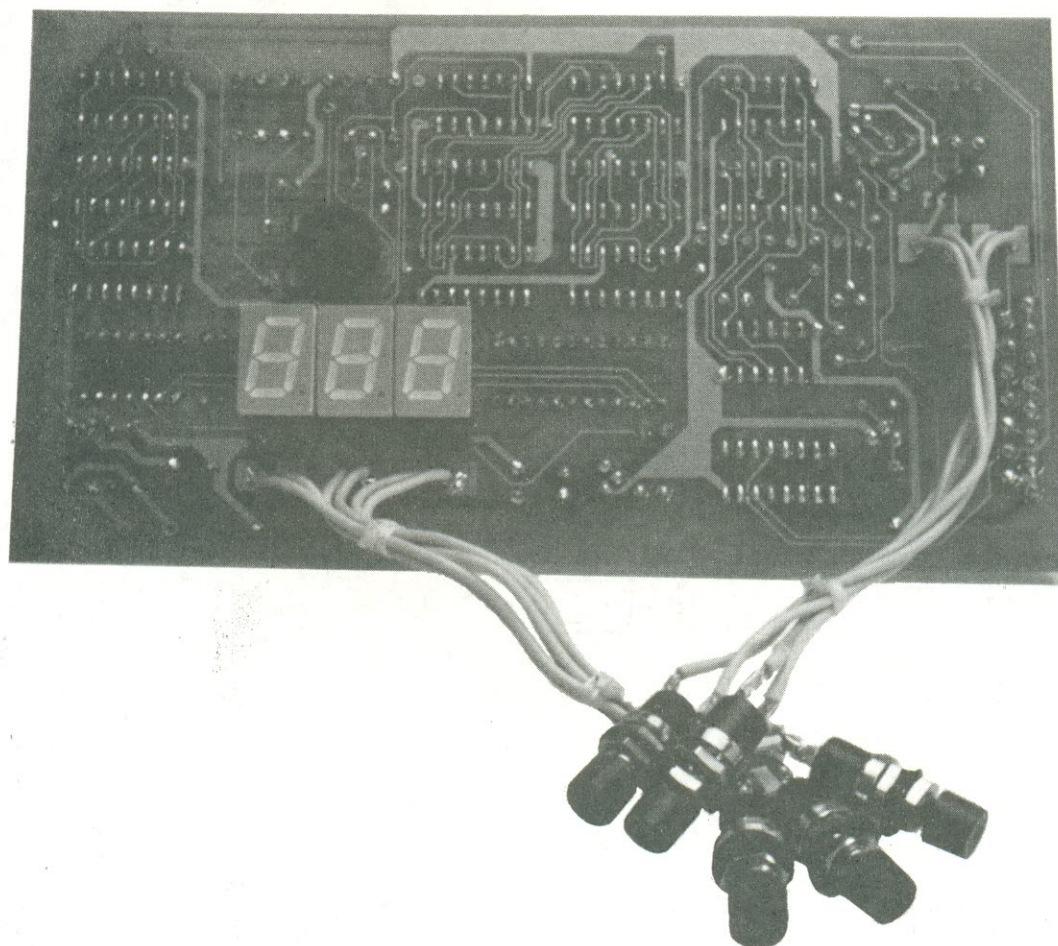


Fig. 6

Processo de leitura na DRAM, de forma simplificada.

Temporizador fotográfico profissional

*Tudo o que é preciso para montar
seu temporizador: projeto de um
circuito impresso, relação de
componentes e testes de operação*



A montagem do circuito será bem mais simples com a utilização da placa impressa que estamos apresentando nas figuras 1 (face dos componentes) e 2 (as duas faces, para reprodução fotográfica), em tamanho natural. A confecção em dupla face será plenamente compensada mais tarde, na hora da soldagem e instalação, já que ela elimina praticamente toda a fiação externa. Nada impede, porém, que o montador faça seu próprio projeto de placa; só não garantimos as dimensões reduzidas da que foi sugerida.

Observe que a placa prevê sua fixação diretamente ao painel frontal do aparelho, providência responsável por minimizar a fiação e facilitar a montagem. Assim, alguns componentes — os *displays*, as chaves e o LED indicador — vão ficar alojados na “outra” face da placa, ou seja, no lado oposto em que estará a maioria dos componentes. Ficarão de fora apenas a chave rotativa,

o transformador de alimentação e o relé acionador do ampliador fotográfico.

Sobre a montagem em si, pouca coisa há para dizer. Recomendamos, por exemplo, que os CIs sejam instalados sobre soquetes; isso vale principalmente para os *displays*, não só por motivos de segurança, mas também para que fiquem mais ressaltados em relação à placa (o que permite uma distância mais segura entre os filetes de cobre e o painel frontal). A chave rotativa, por sua vez, talvez seja um tanto difícil de encontrar, devido às suas especificações meio “diferentes”. Mas não se preocupe: se ficar difícil adquirir uma com exatamente 4 pólos e 3 posições, o negócio é partir para as variações, pois serve qualquer modelo com mais pólos e posições, bastando desprezar o “excesso”.

De resto, é montar e revisar tudo cuidadosamente — em especial se você não tiver optado pelos furos metalizados, caso em que é preciso soldar os

componentes pelos dois lados. Feito isto, só falta escolher um gabinete apropriado para o temporizador, que pode ser de metal ou plástico, sem problemas. Na figura 3 mostramos a planta e a vista frontal de uma provável instalação, que também podem sofrer inúmeras variações, sem prejuízo para o funcionamento do aparelho. Antes de fazer a instalação, porém, ligue provisoriamente o circuito e confira sua operação, de acordo com as instruções seguintes.

Testes de operação — Antes de mais nada, é importante ler com atenção a primeira parte deste artigo, a fim de compreender o princípio de operação do temporizador e efetuar os testes com mais segurança. Ligue o transformador na entrada de alimentação e comece checando a tensão que alimenta o sistema; lembre-se de que os *displays* (via decodificadores) e o relé recebem uma tensão menos regulada

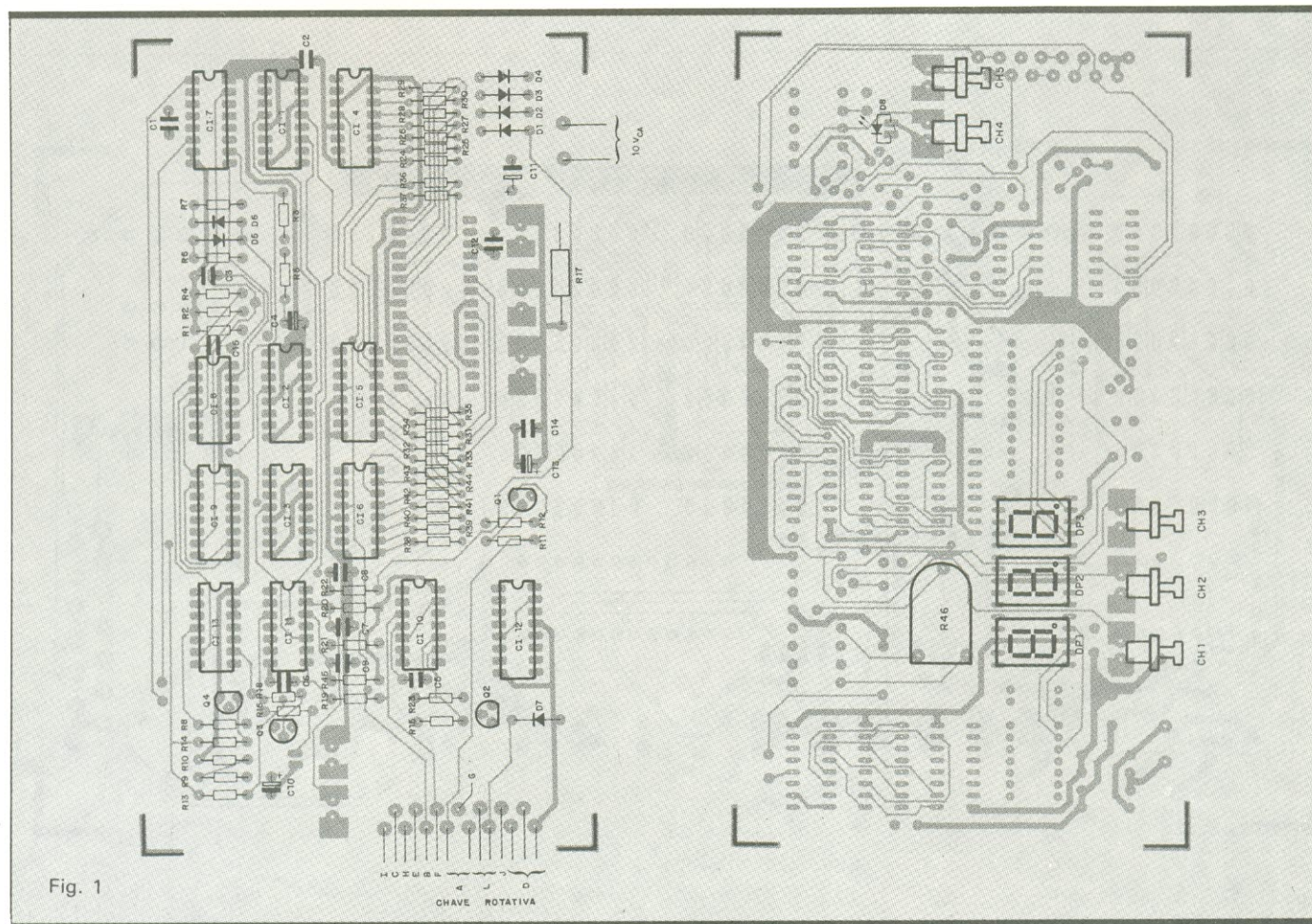


Fig. 1

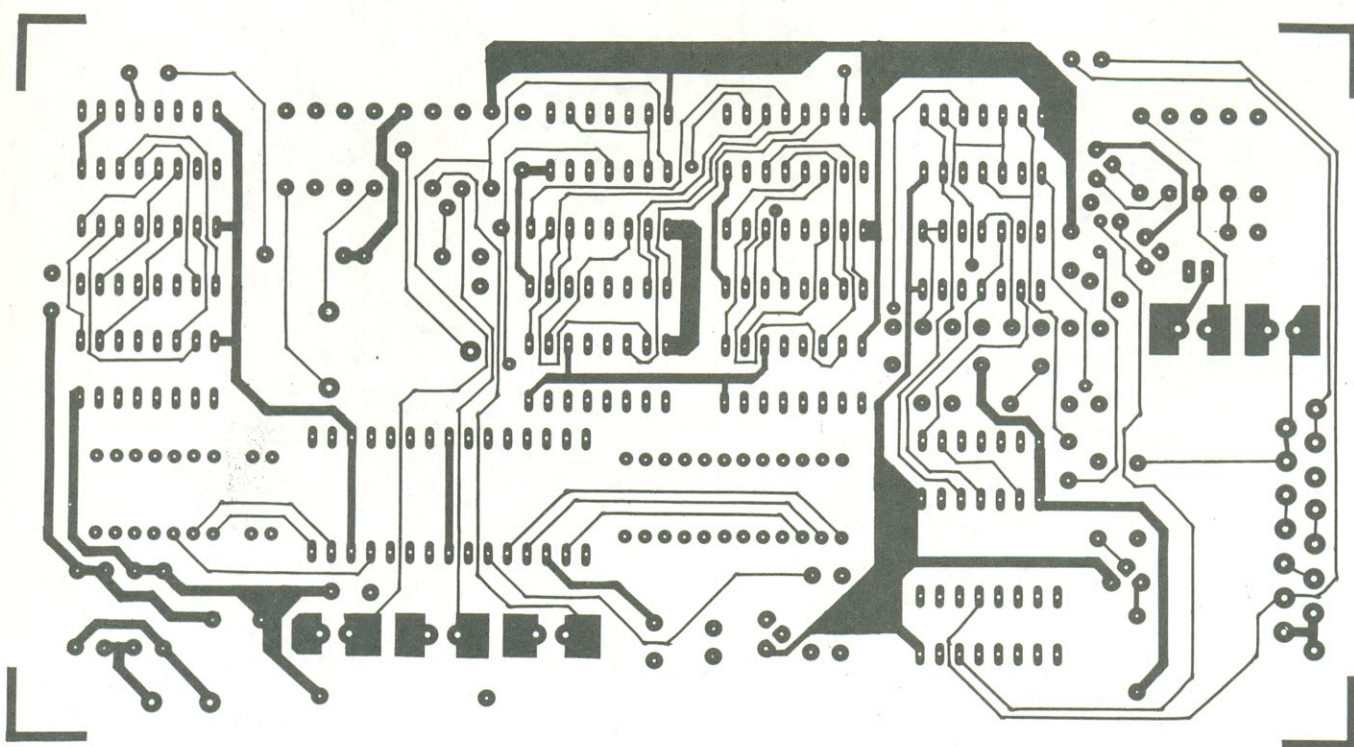
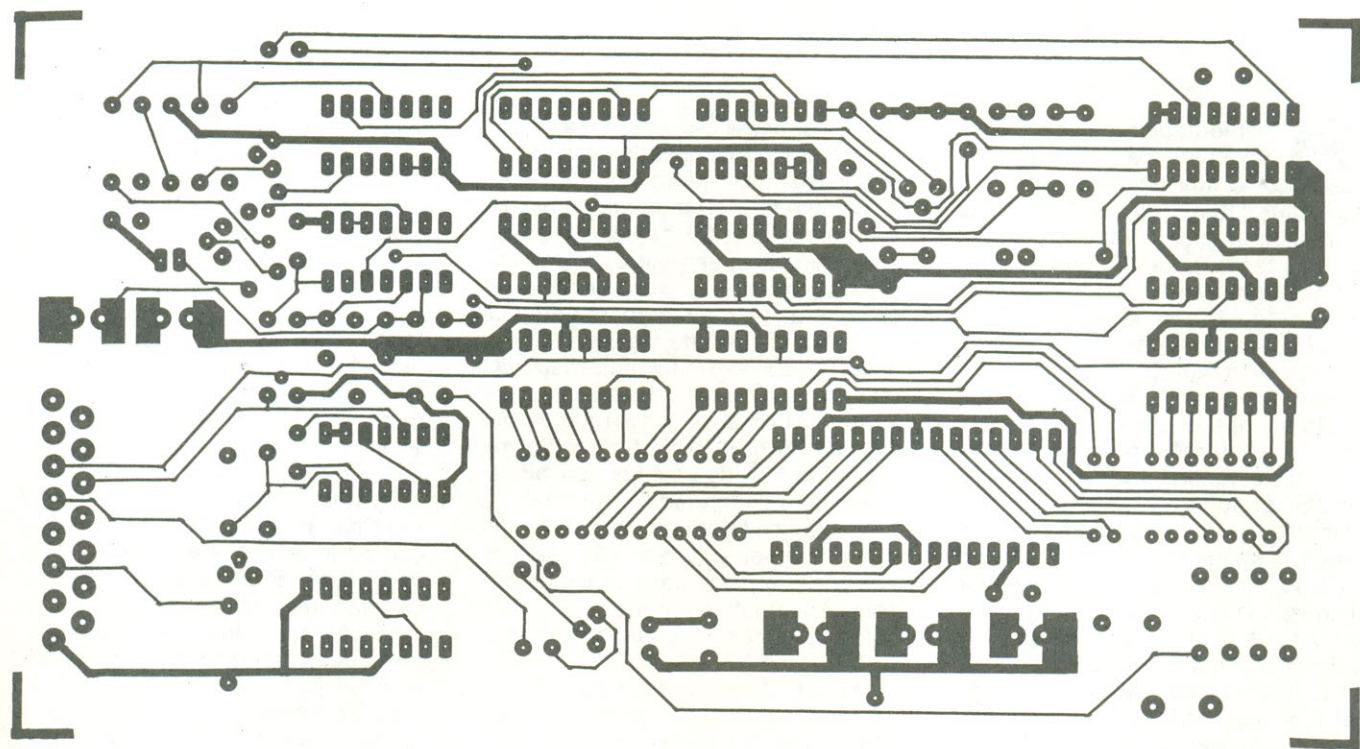


Fig. 2

Relação de componentes

RESISTORES

R1 a R7, R10, R13, R15, R19 a R23, R45- 12 k Ω
 R8, R11, R18- 100 k Ω
 R9, R14- 22 Ω
 R12, R16, R24 a R44- 820 Ω
 R17- 100 Ω - 1/2 W
 R46- trimpot linear 100 k Ω
 (ou potenciômetro — veja texto)
 Obs.: todos de 1/4 W, a não ser onde especificado

CAPACITORES

C1, C5- 220 pF (cerâmico)
 C2, C6- 22 nF (poliéster)
 C3- 3,3 nF (cerâmico)
 C4- 4,7 μ F/16 V (eletrolítico)
 C7, C8, C9, C12, C14- 100 nF (poliéster metalizado)
 C10- 47 μ F/16 V (eletrolítico)
 C11- 220 μ F/16 V (eletrolítico)
 C13- 100 μ F/16 V (eletrolítico)

SEMICONDUCTORES

D1 a D4- 1N4003
 D5 a D7- 1N4148 ou 1N914
 D8- LED vermelho comum
 Q1- BC237
 Q2 a Q4- BC307
 CI1 a CI3- 40192
 CI4 a CI6- 4511
 CI7 e CI9- 4518
 CI8 e CI11- 4093
 CI10- 4013
 CI12- 4017
 CI13- 4023
 DP1 a DP3- displays de 7 segmentos, catodo comum, tipo PD560

ELETROMECAÂNICOS

RL - relé com bobina para 12 V e contatos de 10 A x 250 V
 CH1 a CH5- chaves de contato momentâneo, tipo NA
 CH6- chave rotativa de no mínimo 4 pólos e 3 posições
 CH7- chave liga/desliga

DIVERSOS

T1- transformador de 110/220 V, para 10 V - 350 mA
 Placa de circuito impresso
 Soquetes para os CIs (opcionais)
 Máscara de acrílico vermelho para os displays
 knobs para a chave rotativa e o controle de brilho
 Cordão de força
 Caixa plástica ou metálica

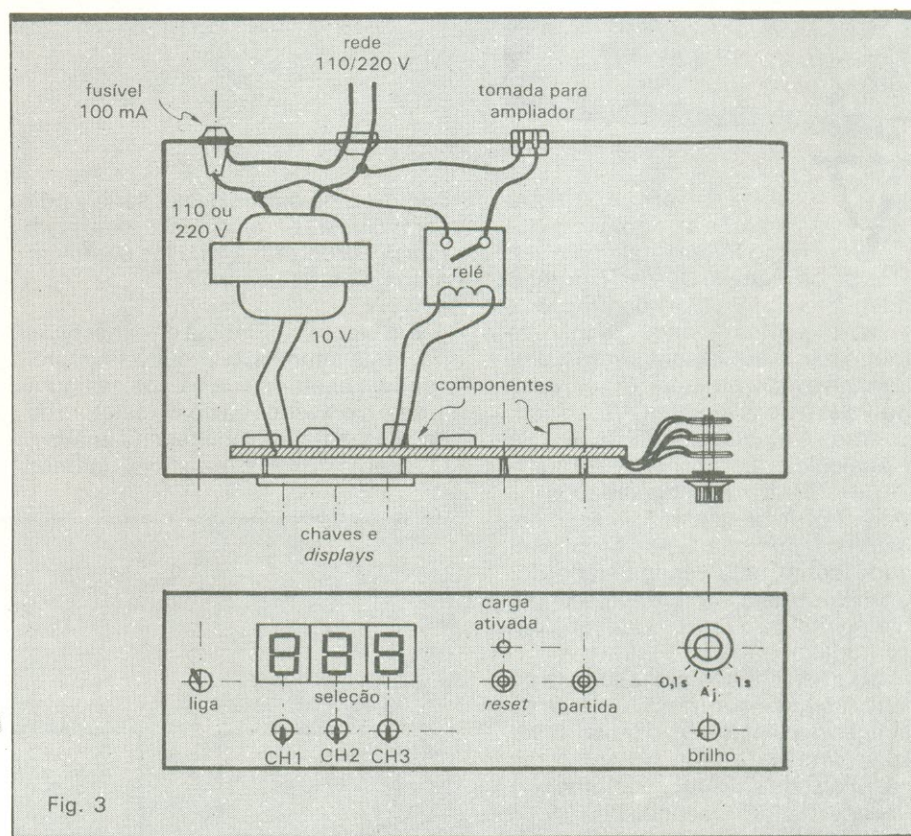
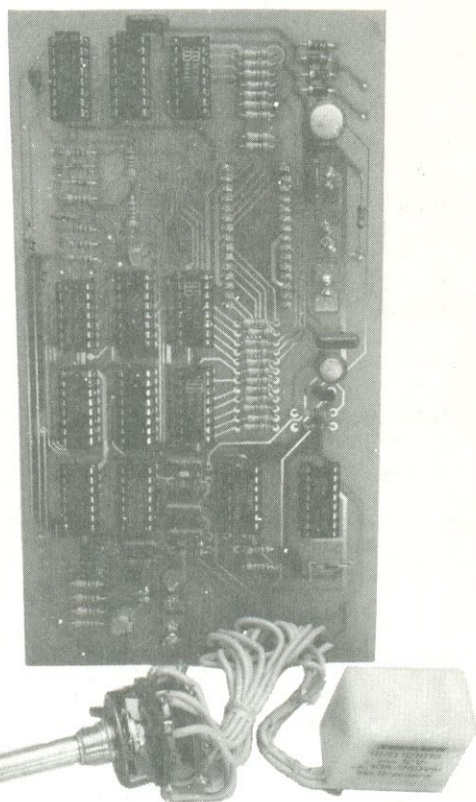


Fig. 3

que o restante do circuito e, portanto, com nível médio maior. Para maior garantia, convém verificar a alimentação de todos os CIs, orientando-se pela pinagem fornecida na primeira parte.

Em seguida, utilizando um osciloscópio, se possível, vá percorrendo os sinais digitais de interesse, na mesma

seqüência usada na explicação de funcionamento. Comute primeiramente o aparelho para a posição de ajuste (posição central da chave rotativa) e confira, acionando as chaves de pressão, se os contadores, decodificadores e displays estão em ordem. Por fim, simule a operação normal nas outras

duas posições da chave, observando mais uma vez o funcionamento. E está pronto o temporizador.

Bibliografia

— *Timer fotografico*, Elettronica 2000, n.º 80.

—Medida de ohms e farads— —no mesmo instrumento—

Começou a série de aparelhos analógicos: este é simples e barato, de razoável precisão, e usa apenas dois 555 (ou um 556) de forma bastante engenhosa

Características

- Quatro escalas para as duas grandezas
- Resistência até $10\text{ M}\Omega$; capacitância até $1\text{ }\mu\text{F}$
- Escala totalmente linear
- Verificador de bateria
- Versões portátil e de mesa
- Alimentado por uma bateria de 9 V

V

amos provar que os instrumentos de ponteiro ainda não foram totalmente vencidos pelos digitais. Que, ao contrário, podem oferecer opções baratas, criativas e eficientes — onde o miliamperímetro representa, muitas vezes, uma alternativa mais atraente (e mais acessível) que os conversores A/D, decodificadores e *displays* de LEDs. É a **Série Analógica**, que começa neste número e deverá trazer os mais variados instrumentos de bancada. A seleção dos circuitos foi orientada não só pela utilidade como pela originalidade dos mesmos; ou seja, sempre acrescentando algo mais aos medidores analógicos tradicionais.

Isso pode ser comprovado pela primeira montagem, que é a fusão de capacímetro e ohmímetro num só aparelho, e apresenta uma boa precisão, apesar de sua estrutura bastante simplificada. De fato, usando apenas dois temporizadores tipo 555 (separados ou no mesmo encapsulamento), foi possível realizar um aparelho alimentado por uma bateria miniatura, com 4 escalas em ohms e farads, capaz de medir até $10\text{ M}\Omega$ ou $1\text{ }\mu\text{F}$. Além disso, emprega componentes facilmente encontrados no comércio, inclusive o galvanômetro, do qual já existem bons modelos nacionais. Esse instrumento, assim

como vários outros dessa série, pode ser facilmente alojado em caixas plásticas padronizadas, que lhe darão um ar mais profissional.

Em blocos — Embora de concepção bastante simples, o circuito foi representado em forma de blocos na figura 1, sem a presença da chave seletora de escalas, a fim de facilitar sua análise. O estágio “oscilador astável” produz

uma onda quadrada, de frequência fixa, que vai engatilhar o estágio seguinte — o “oscilador monoestável”, cujo período instável é determinado pela malha R_x/C_x .

Assim, variando o valor de R_x ou C_x dentro de certos limites, pode-se variar o ciclo de trabalho desse oscilador. O sinal produzido por ele é então injetado diretamente no miliamperímetro, que vai medir o valor médio do trem de

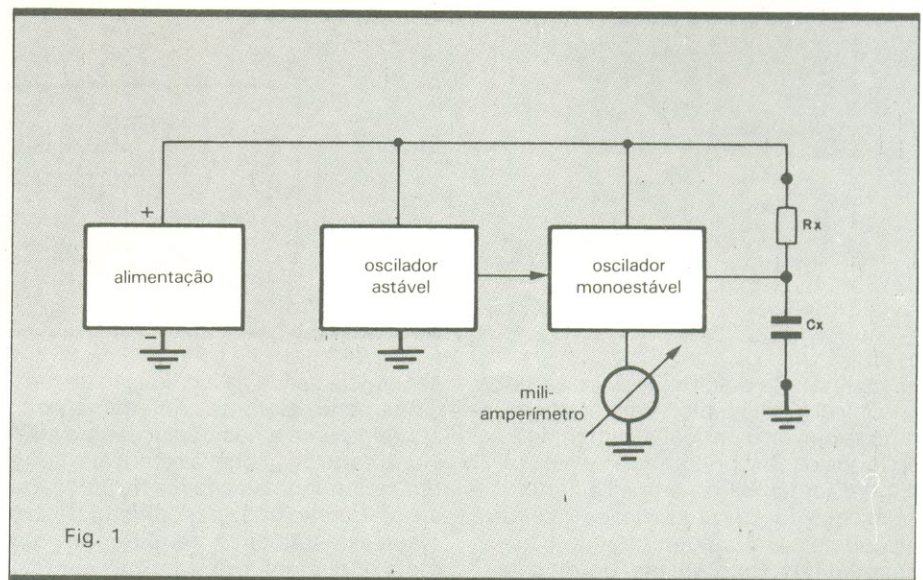


Fig. 1

pulsos, tornando a leitura linearmente proporcional ao valor de resistência ou capacitância sob medição. Portanto, ao se calibrar o aparelho para o fim de escala, ele dará automaticamente a leitura correta em toda a faixa. Isto, apenas mantendo Rx fixo e medindo Cx ou vice-versa, na malha de temporização do monoestável. A figura 2 ilustra como o sinal produzido pelo segundo oscilador pode influenciar a leitura através de três casos diferentes, comparados à saída fixa do primeiro oscilador.

Como dissemos, porém, isso deve ser realizado dentro da faixa linear de atuação do monoestável — o que de-

terminou as seguintes escalas para o instrumento:

faixa	resistência	capacitância
1	0 a 10 MΩ	0 a 1 nF
2	0 a 1 MΩ	0 a 10 nF
3	0 a 100 kΩ	0 a 100 nF
4	0 a 10 kΩ	0 a 1 μF

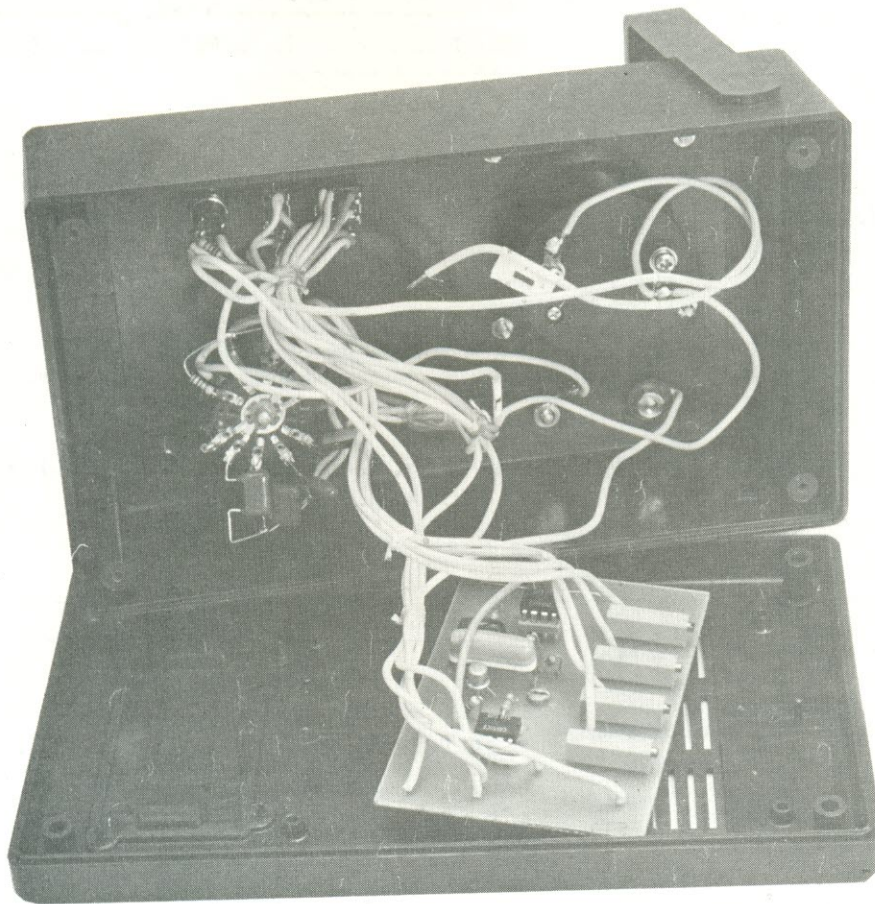
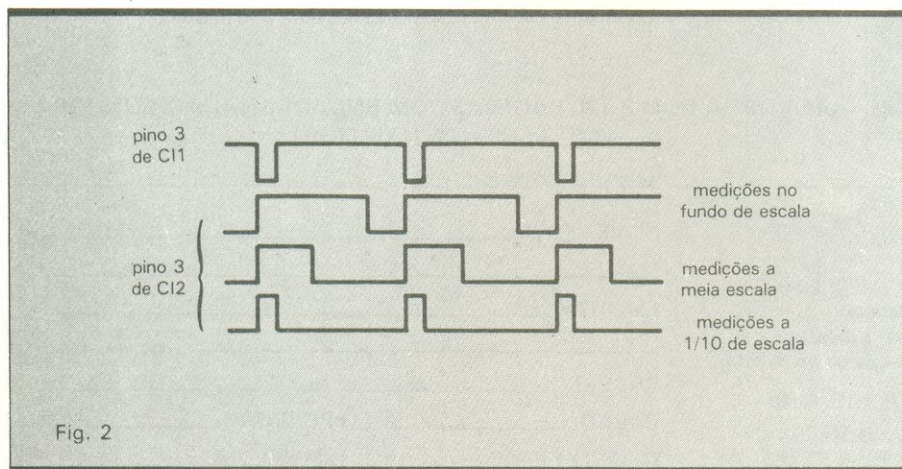
as quais, apesar de um tanto limitadas, atendem plenamente à maioria das aplicações de bancada.

Por inteiro — A figura 3 traz o esquema completo do medidor R-C, onde é fácil reconhecer seus dois estágios. A

rede formada por C11, R2, R3, R4 e C2 pode ser logo identificada como o oscilador astável da figura 1, gerando uma frequência fixa de 50 Hz, aproximadamente. O capacitor C3 atua como diferenciador para os pulsos do primeiro oscilador, de forma a disparar C12 — por sua vez ligado para funcionar como monoestável, juntamente com os resistores e capacitores comutados pela chave CH3.

A saída do segundo estágio, depois de passar por um circuito estabilizador, composto por Q1 e pelos resistores associados, é aplicada ao galvanômetro M1. Este, de acordo com o ajuste efetuado nos trimpots multivoltas (TP1 a TP4), vai sofrer uma deflexão correspondente ao valor médio do sinal liberado pelo monoestável. Observe ainda que:

- a chave CH3, do tipo rotativa, de três pólos, seleciona as faixas de medição do aparelho;
- a chave CH1, rotativa ou H-H, de dois pólos, seleciona a grandeza a ser medida (resistência ou capacitância);
- a chave CH4, um botão de pressão normalmente aberto, permite efetuar a medição enquanto alimenta o circuito, poupando a energia da bateria de 9 volts;
- por fim, a chave CH2 possibilita avaliar o estado da bateria, juntamente com CH4 e o próprio miliamperímetro.



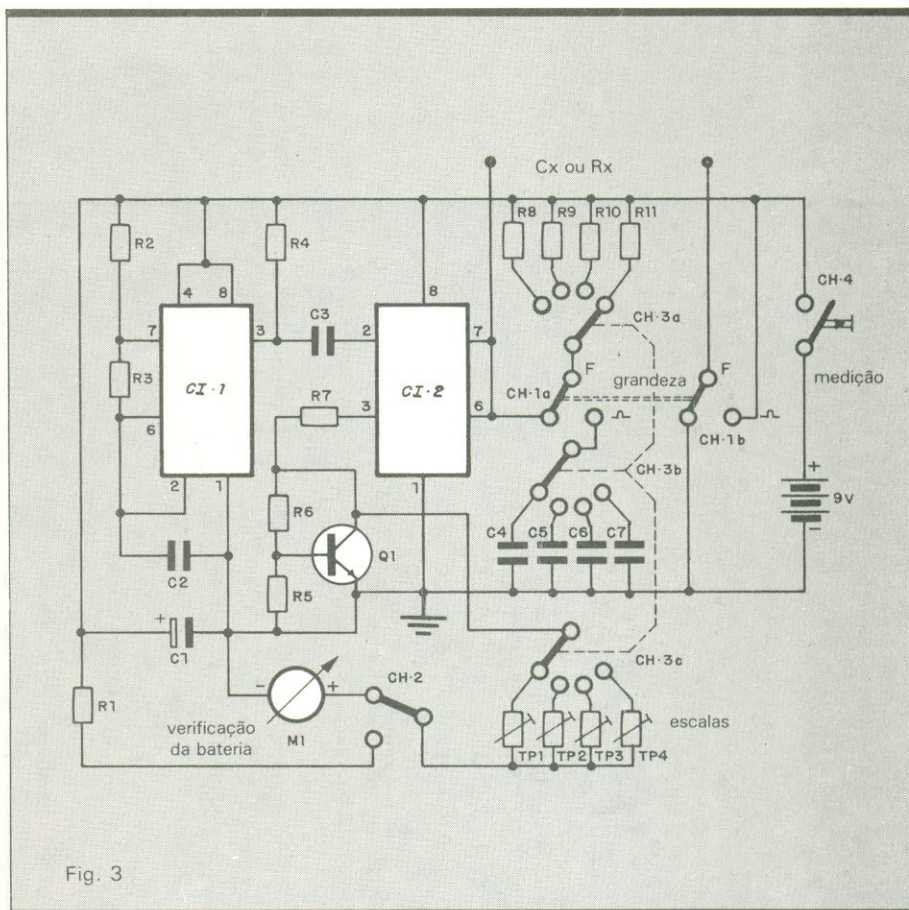
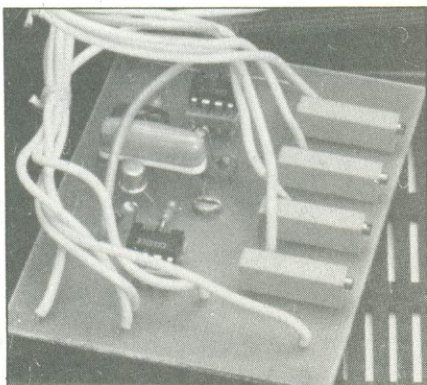
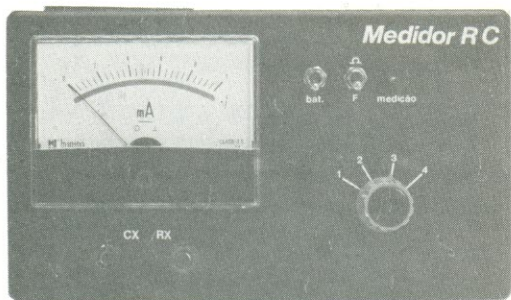


Fig. 3

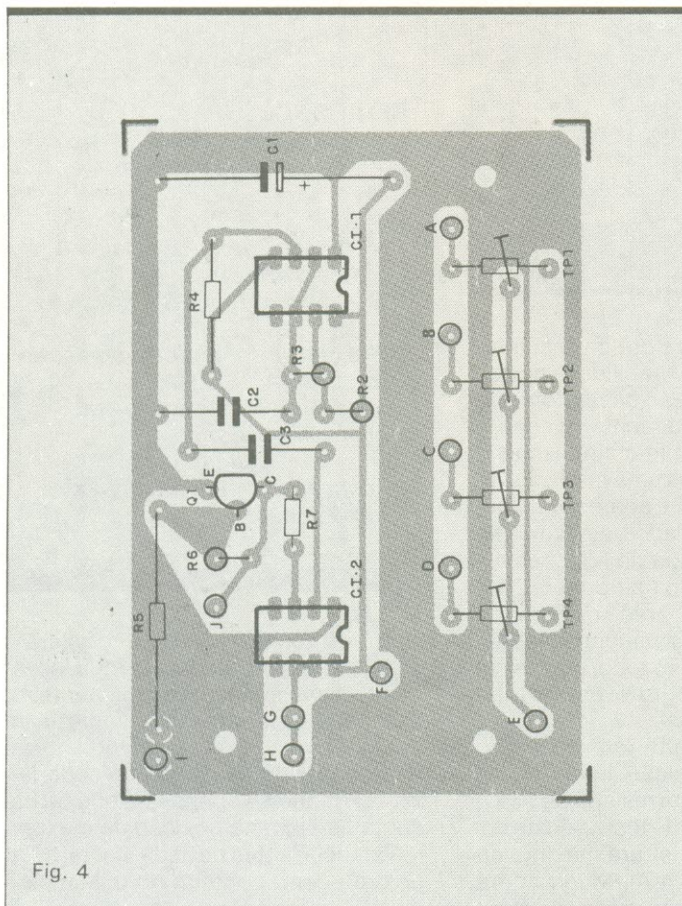
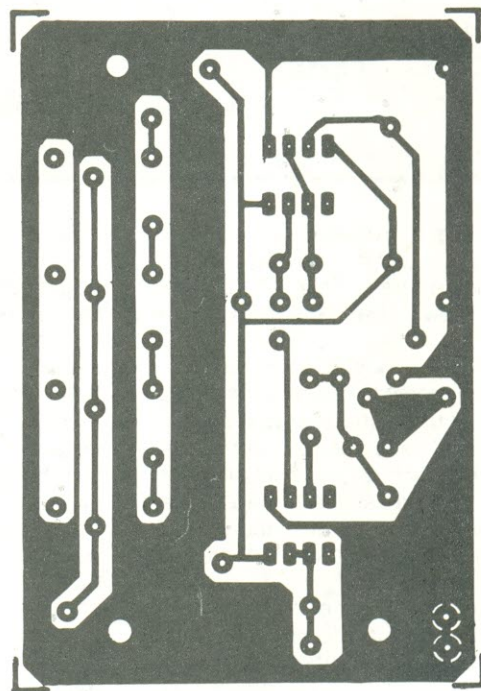


Fig. 4



Chave seletora digital com 10 posições

Esse dispositivo foi originalmente concebido para substituir chaves seletoras do tipo convencional, tendo em vista suas limitações, dentre as quais ressaltamos: atuação passo a passo, dificuldade operacional e pequena vida útil quando submetidas a um número elevado de operações. O protótipo final revelou-se muito prático, seguro e eficaz. Deixei de apresentar a etapa de saída, cabendo ao interessado implementá-la da forma que melhor lhe convier.

Operação— O integrado CI1 é um decodificador BCD/decimal. Portanto, se num dado instante estiver presente em suas entradas (pinos 12 a 15) o va-

lor BCD 0111, será selecionada a linha L7, passando do nível alto para baixo, enquanto que as demais permanecerão em nível 1.

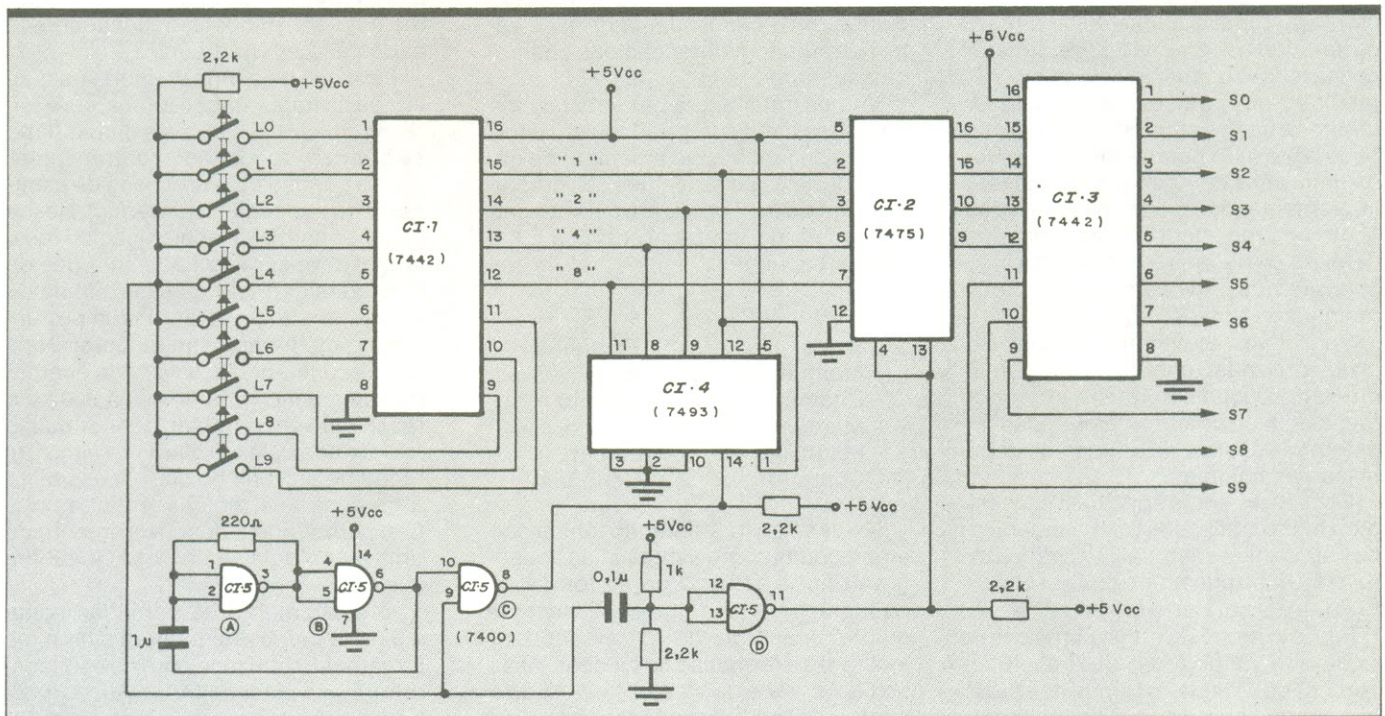
As entradas de CI1 são alteradas pelo contador binário CI4, que recebe em sua entrada (pino 14) os pulsos provenientes do detector de tecla pressionada, formado por CI5c. Tais pulsos são gerados pelo oscilador de 2 kHz, composto por CI5a, CI5b, um resistor e um capacitor. Note que os impulsos somente passarão por CI5c se a entrada 9 desse integrado estiver em nível alto.

Quando uma tecla é pressionada — a da linha L7, por exemplo —, a linha correspondente poderá ou não se encontrar em nível baixo. Em caso negativo, após 5 ms (no máximo) ela será se-

lecionada, passando de 1 para 0. Nesse momento, como a tecla está pressionada, o nível baixo de L7 será transmitido ao pino 9 de CI5c, interrompendo a transferência de pulsos para o contador CI4, travando-o na condição 0111.

Simultaneamente, o mesmo nível de L7 fará gerar um pulso positivo de 3 μ s na saída de CI5d (pino 11), fazendo com que o valor 0111 — presente também nas entradas-latch de CI2 — seja transferido para as saídas correspondentes (pinos 2, 3, 6 e 7) e seja memorizado. Uma vez memorizado, esse número será convertido novamente em decimal pelo decodificador CI3, mantendo, dessa forma, a correlação entre o valor decimal da tecla pressionada e a linha de saída correspondente. Note que a memorização é praticamente instantânea, bastando manter a tecla pressionada por cerca de 5 ms.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas, no máximo. Todo mês selecionaremos uma das idéias recebidas.



ARSENIETO DE GÁLIO
2.ª PARTE

Arsenieto de gálio: uma alternativa para o silício

*Processos de fabricação de dispositivos com
arsenieto de gálio e principais aplicações
deste material em CIs de alta integração*

Em termos práticos, a formação de junções P-N é a que oferece maiores dificuldades na fabricação de CIs com arsenieto de gálio. Os processos convencionais de formação, através de liga com o material dopante ou de difusão de impurezas, que são normalmente aplicáveis ao germânio e ao silício, não resultam em junções com qualidade mínima quando empregamos arsenieto de gálio. Isto porque tais processos exigem altas temperaturas para sua implementação e, nestas condições, acabam produzindo contaminações, defeitos cristalinos e nucleações indesejáveis, que provocam diminuição da mobilidade dos portadores (1, 3 e 4).

Por sua vez, a implantação iônica pode ser utilizada, embora com algumas dificuldades, pois normalmente exige fases de recozimento das regiões implantadas e fases de difusão de impurezas nas mesmas.

Os crescimentos epitaxiais são também muito utilizados com o arsenieto de gálio. Neste caso, vale registrar a expansão das aplicações do Crescimento Epitaxial por Feixe Molecular — CE-FEM. Este processo utiliza uma câmara de alto vácuo (da ordem de 10^{-10} Torrícels), que contém fornos de efusão das substâncias a serem depositadas.

Além disso, inclui obturadores para controlar a deposição de átomos sobre o substrato, camada por camada, e possibilita o uso do mascaramento para promover o crescimento em regiões determinadas. O cristal crescido sobre o substrato possui qualidade excelente, permitindo a obtenção das chamadas super-redes (5).

Vamos tratar agora das substâncias dopantes mais apropriadas para a formação de junções no arsenieto de gálio, todas elas pertencentes aos grupos de valência II, IV ou VI. As mais usadas por ordem de utilização prática (6 e 7) são as seguintes:

Aceitadores	Doadores
Zinco	Estanho
Manganês	Enxofre
Cádmio	Selênio
Mercurio	Telúrio
Magnésio	Silício
Cobre	Germânio

No caso da implantação iônica são empregadas como substâncias dopantes o zinco e o telúrio, para a formação de regiões tipo P e tipo N, respectivamente. A energia de aceleração dos íons, para a formação de junções rasas no GaAs, varia de 40 a 80 keV. Após a implantação — como já foi dito —, as

regiões implantadas devem ser recozidas para o restabelecimento da estrutura cristalina. Este recozimento é feito normalmente em atmosfera de argônio, numa temperatura da ordem de 650°C, por um período variável entre meia hora e 15 horas, dependendo de cada caso em particular (8 e 9).

Para que haja uma melhoria na qualidade da implantação iônica, ela é feita algumas vezes através de um filme de quartzo, depositado por transporte iônico gasoso pelo processo de espirramento molecular (*sputtering*). Nesse caso, a energia de aceleração do feixe iônico deve ser ampliada para que os íons consigam ultrapassar o filme de quartzo e atingir determinada profundidade média no semicondutor. Nessas circunstâncias, o valor da energia de aceleração varia de 400 a 800 keV, resultando em profundidades situadas na faixa de 0,26 a 0,5 μm (7). A implantação de prótons no GaAs possibilita a obtenção de regiões isolantes nos CIs, permitindo o desenvolvimento de uma tecnologia análoga à LOCOS em silício (9).

O crescimento de camadas epitaxiais é o processo que tem sido mais largamente utilizado com os semicondutores da classe III-V e II-VI, particularmente com o arsenieto de gálio. To-

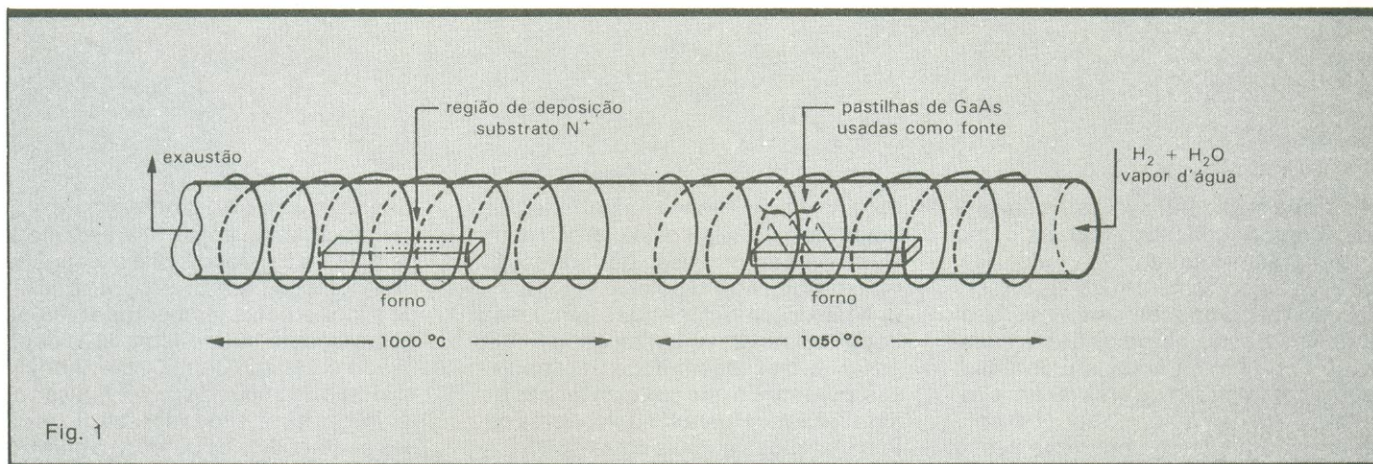


Fig. 1 Forno de crescimento epitaxial que utiliza como meio de transporte molecular dos elementos gasosos o vapor d'água superaquecido.

davia, ele apresenta algumas dificuldades por não existirem compostos gasosos desse material semiconductor que sejam estáveis nas temperaturas e pressões normalmente exigidas. Os três processos convencionais utilizados no crescimento epitaxial com arsenieto de gálio⁽¹⁰⁾ são os seguintes:

a) Lâminas de GaAs como fonte molecular a serem depositadas e vapor d'água superaquecido, como meio de transporte. Nesse sistema, as lâminas de GaAs — onde é feita a deposição — são colocadas num reator epitaxial e aquecidas até uma temperatura de cerca de 1 000°C. Já as lâminas que vão servir como fonte de moléculas são aquecidas a temperaturas maiores que 1 050°C (aproximadamente). Nessa temperatura ocorre a decomposição do GaAs em compostos voláteis. Essa mistura é conduzida pelo vapor d'água e depositada epitaxialmente sobre as lâminas-substratos. O delineamento de um forno desse tipo está contido na figura 1⁽¹¹⁾.

b) Crescimento epitaxial utilizando o gálio puro como fonte para a geração do gálio em estado gasoso e a arsina (AsH_3) ou o tricloreto de arsênio, como fonte do arsênio gasoso molecular. Neste caso, o reator epitaxial é dividido em três regiões distintas: uma de gálio, onde é gerado o tricloreto de gálio a 775°C; uma de reação, onde é formado o GaAs gasoso; e, finalmente, uma zona de deposição, onde o GaAs é colocado sobre o substrato. Assim, é possível obter-se o crescimento de camadas epitaxiais mais puras do que no caso anterior. A figura 2 apresenta o diagrama esquemático do forno utilizado⁽¹²⁾ neste processo.

c) Crescimento epitaxial por condensação do GaAs, a partir do gálio líquido. Aqui, o GaAs é formado pela exposição do gálio líquido ao tricloreto de arsênio em condições adequadas de temperatura e pressão. Este GaAs serve como fonte molecular para a deposição des-

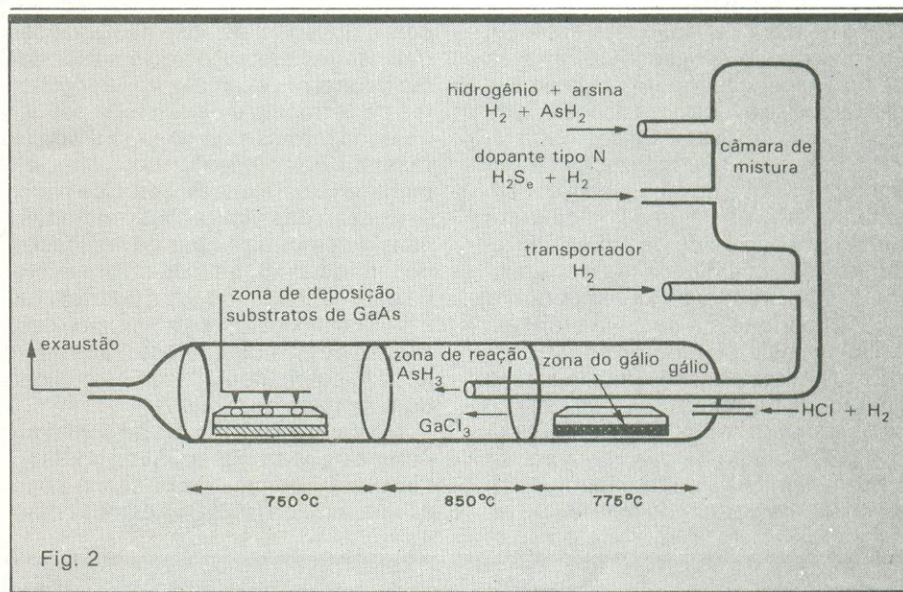


Fig. 2 Reator epitaxial que emprega gálio puro para a geração dos compostos gasosos do gálio.

se semiconductor sobre o substrato. Este último processo é o que produz o crescimento de filmes epitaxiais de melhor qualidade. Na figura 3, apresentamos o esquema do forno que ele emprega⁽¹³⁾.

A implantação iônica e os processos epitaxiais encontram-se em franca expansão⁽⁹⁻⁴⁵⁾. Entre estes processos, vem se destacando o epitaxial CEFEM, que permite a obtenção de crescimento de camadas ou filmes epitaxiais localizados em determinadas regiões da lâmina do semiconductor. Além disso, o processo CEFEM possibilita o crescimento de camadas epitaxiais extremamente finas com cristais perfeitos, formando as chamadas super-redes. Estas super-redes construídas no GaAs permitem que as mobilidades dos elétrons atinjam valores acima de 100 000 $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ na temperatura ambiente, viabilizando a construção dos chamados Transistores de Alta Mobilidade de Elétrons — TAME. A frequên-

cia de corte desses componentes pode atingir até uma centena de gigahertz⁽⁴⁶⁻⁵⁵⁾.

Dispositivos básicos em GaAs — Embora o arsenieto de gálio seja largamente empregado em dispositivos discretos para circuitos de microondas ou em dispositivos óptico-eletrônicos, interessa-nos particularmente nesta série de artigos aqueles que sejam compatíveis com as tecnologias integráveis e que possibilitem a construção de CIs ILE e IEMA. Interessa-nos também sua elevada velocidade de operação, principalmente quando comparada com a dos demais CIs de silício.

Consideremos inicialmente os diodos Schottky construídos em arsenieto de gálio. Como sabemos, um diodo Schottky é constituído por uma junção metal/semiconductor⁽⁵⁶⁾. Quando o semiconductor utilizado é o arsenieto de gálio, o metal para formar a junção é normalmente o níquel. Na figura 4, te-

mos uma seção transversal de um diodo *Schottky* utilizando o GaAs como material semicondutor⁽⁵⁷⁾. Diodos desse tipo são comumente usados na confecção de componentes de microondas. Neste caso, partimos de um substrato tipo N^+ em arsenieto de gálio, sobre o qual fazemos crescer uma camada epitaxial uniforme tipo N. A concentração típica de impurezas nessa camada epitaxial é de 10^{16} átomos/cm³. O diodo é formado pela evaporação e deposição de um filme metálico de níquel a vácuo, que entra em contato com o semicondutor através de uma janela aberta no óxido de silício. Segue-se a uma nova deposição de óxido de silício, a abertura de outra janela, que permite a realização de um contato do filme de níquel com o meio externo, através de uma liga de prata e titânio. Todo óxido de silício utilizado nas isolações e nos mascaramentos é depositado a baixa temperatura (300°C) por queima de silana (SiH₄).

Um transistor bipolar construído com arsenieto de gálio apresenta duas limitações básicas:

a) Os defeitos cristalinos característicos do arsenieto de gálio comprometem em demasia a uniformidade da rede cristalina, formando centros de re-

combinação elétron-lacunas. Estes defeitos (na estrutura cristalina) originam-se do próprio processo de fabricação de um transistor bipolar.

b) A baixa solubilidade das impurezas dopantes no arsenieto de gálio limita as faixas de concentrações de impurezas, permitindo que compensações de impurezas de P para N ou vice-versa sejam realizadas apenas uma vez^(6, 58). A faixa limitada de concentrações impede também que se tenha uma eficiência elevada na injeção emissor-base, pois a dopagem de base não pode ser tão menor em relação à do emissor, como ocorre, por exemplo, nos transistores de germânio e de silício. A pequena concentração de dopagem acaba também por aumentar consideravelmente a resistência de corpo de base.

Apesar das limitações relatadas, consideremos as etapas de fabricação de um transistor bipolar em arsenieto de gálio, apresentadas na figura 5. Tal e qual no diodo *Schottky*, partimos neste caso de um substrato de GaAs do tipo N^+ , sobre o qual fazemos crescer uma camada epitaxial N^- .

A seguir, toda a lâmina do semicondutor é coberta por um filme de SiO₂, depositado por queima de silana a baixa temperatura (400°C). Abrimos então

janelas nesse óxido, obtendo uma situação análoga ao perfil apresentado pela figura 5a. Depois disso, depositamos outra camada de SiO₂ por queima de silana a baixa temperatura (400°C). Todavia, este último filme SiO₂ depositado é dopado com Zn, servindo como fonte de impureza para a difusão da região de base. Uma vez realizadas essas operações, fica definido o perfil de impurezas do dispositivo (fig. 5b). Finalmente completada a difusão de base, removemos o óxido de silício contaminado com zinco e realizamos nova deposição de SiO₂ — agora ultralimpo e também depositado em baixa temperatura. Em seguida, abrimos as janelas no filme de óxido depositado e através delas realizamos a implantação iônica que irá definir a região de emissor.

Feita a implantação, procedemos a uma penetração rasa que irá definir a região de emissor (fig. 5c). E, através de uma nova deposição a baixa temperatura, faremos a seleção das áreas para os contatos metálicos^(59, 60).

A exemplo do silício, as aplicações mais promissoras em GaAs estão ocorrendo na construção de transistores de efeito de campo. Neste sentido, o GaAs tem sido empregado principalmente na construção de transistores TEC-*Schottky* ou TEC-MES — onde MES indica metal semicondutor (em inglês, MESFET) — e transistores do tipo TEC-MIS (metal isolante semicondutor). Sabemos que um dispositivo TEC-MIS pode ser considerado uma generalização de um dispositivo MOS, já que ele permite a utilização de um outro material isolante como elemento dielétrico de porta. Quando se trabalha com arsenieto de gálio são empregados TECs canal N, pois nesse semicondutor a mobilidade dos elétrons é pelo menos

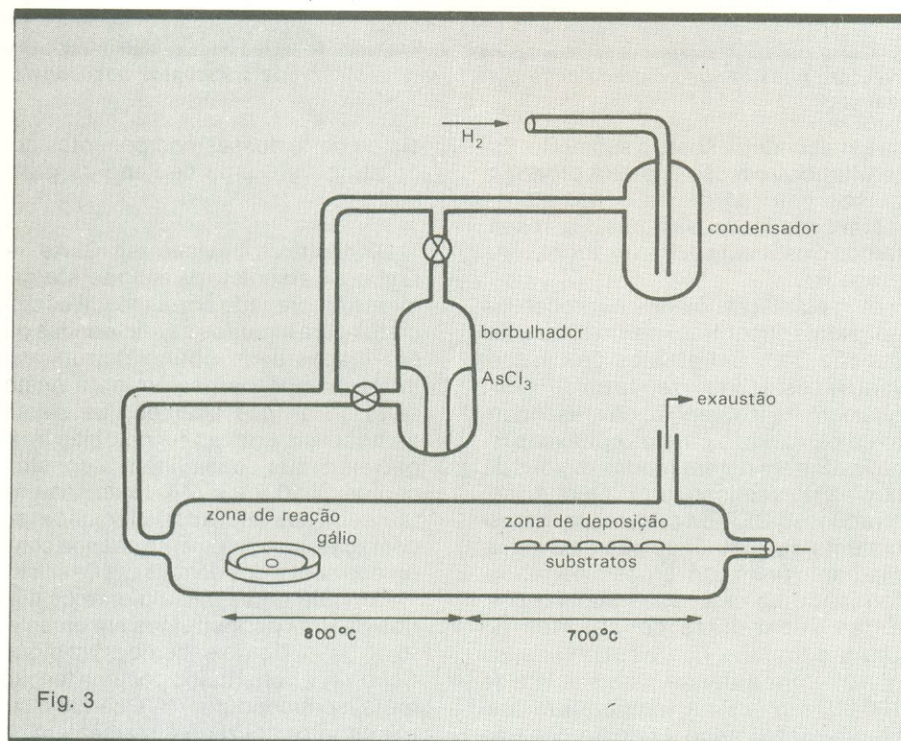


Fig. 3

Reator epitaxial para o crescimento de filmes de GaAs entre substratos do mesmo material.

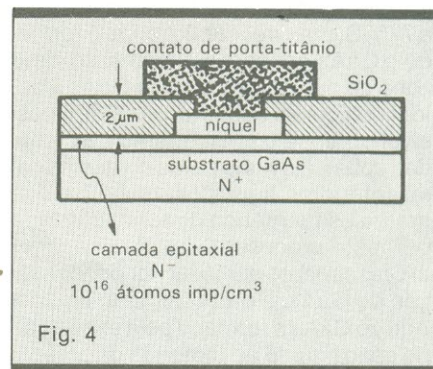
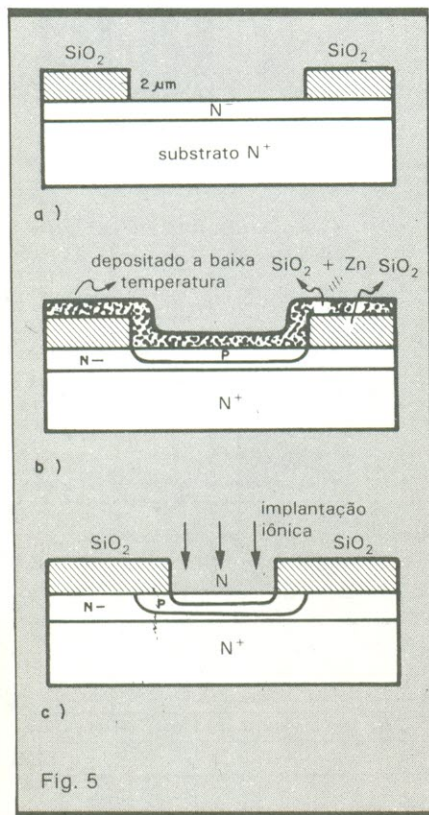


Fig. 4

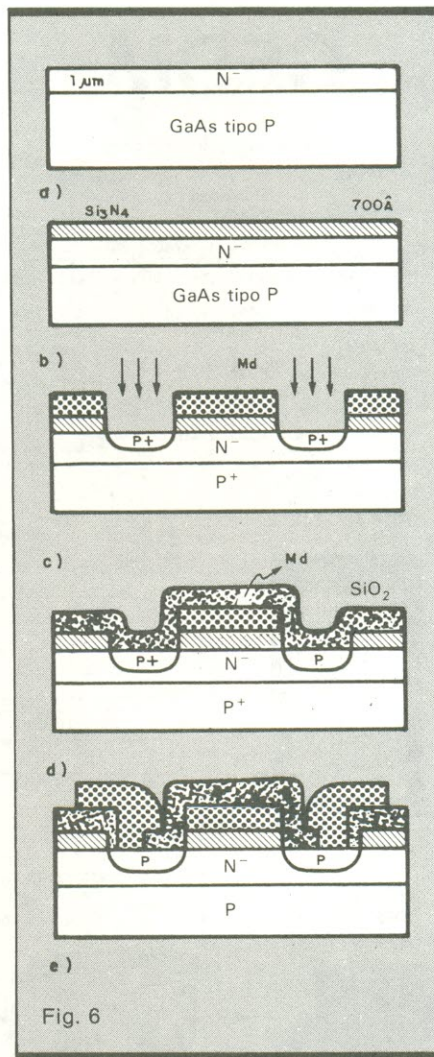
Estrutura típica de um diodo Schottky que utiliza o arsenieto de gálio como semicondutor básico.



Etapas de fabricação de um transistor bipolar em arsenieto de gálio.

cinco vezes maior do que a mobilidade das lacunas. Na construção de um TEC-MIS, usa-se normalmente como dielétrico de porta nitreto de silício, Si_3N_4 , que aqui não apresenta tantos problemas de interface, como no silício.

Para estudarmos as etapas de fabricação de um TEC-MIS, vamos nos reportar à figura 6, onde delineamos uma sequência de perfis resultantes das sucessivas etapas de fabricação do dispositivo. Como nos casos anteriores, partimos inicialmente de uma lâmina de semiconductor uniformemente dopada, agora porém do tipo P. Sobre este substrato de arsenieto de gálio faz-se crescer uma camada epitaxial uniforme N^- , que se estende sobre toda a superfície. Tipicamente, a espessura desse filme epitaxial é de $4 \mu\text{m}$ (fig. 6a). Em seguida, depositamos um filme fino de nitreto de silício cuja espessura básica é de $0,07 \mu\text{m}$. Este filme servirá de isolante e dielétrico de porta dos dispositivos TEC-MIS (fig. 6b). Na fase seguinte, realizamos a deposição sobre a lâmina de um filme de metal refratário (molibdênio ou titânio). Esta depo-



Seqüência de fabricação de um dispositivo TEC-MOS em arsenieto de gálio.

sição é feita a vácuo, normalmente no espirramento molecular de íons e transporte por plasma gasoso. Daí abrimos por mascaramento janelas no metal e no nitreto de silício, através das quais realizaremos a implantação de impurezas que irão originar as regiões de fonte e de dreno. Observe que, com este procedimento, obtemos um dispositivo com auto-alinhamento de porta. O perfil de impureza numa seção de corte nessa etapa está contido na figura 6c. O metal refratário — geralmente o molibdênio ou o titânio — funciona como anteparo muito eficiente à implantação iônica, cuja realização depende da existência de janelas.

Concluída a implantação iônica, aplicamos sobre toda a lâmina uma camada uniforme de óxido de silício a bai-

xa temperatura. Ilustramos na figura 6b o perfil do dispositivo após este procedimento. A fase final de fabricação consiste em abrimos janelas no óxido para os contatos de fonte, porta e dreno, depositando a seguir sobre toda a lâmina um segundo filme metálico. A aplicação de nova máscara permite definir a configuração das interligações metálicas.

Outro dispositivo com um emprego muito promissor na área de circuitos integrados com arsenieto de gálio é o transistor de efeito de campo *Schottky* — o TEC-S —, também chamado de transistor de efeito de campo metal semiconductor — TEC-MES. Na realidade, este componente corresponde a um transistor de efeito de campo que utiliza uma junção *Schottky*, para controle de fluxo de portadores. Em outras palavras, nesse dispositivo a largura do canal é controlada diretamente pela largura da zona de depleção de um diodo *Schottky* ⁽⁶³⁾. Apresentamos na figura 7 o perfil de corte de um dispositivo desse tipo. De imediato, podemos observar que o TEC-MES não é propriamente um dispositivo de superfície, a exemplo dos TEC-MOS ou TEC-MIS, já que a zona de depleção se estende para o interior do semiconductor. A consequência mais importante disso é que a mobilidade do corpo do semiconductor é de pelo menos três a cinco vezes a mobilidade de superfície, o que resulta em dispositivos intrinsecamente mais rápidos. Mais ainda: a superfície é uma região de transição onde a descontinuidade e os defeitos são muito mais difíceis de controlar do que aqueles que se manifestam no corpo do semiconductor.

A construção de um TEC-*Schottky* é muito simples. O processo de fabricação dá-se a partir de uma lâmina tipo P, entre a qual fazemos crescer uma camada epitaxial N pouco dopada. Dependendo do caso, a espessura dessa camada epitaxial varia de 2 a $4 \mu\text{m}$. Depositamos a seguir um filme óxido de silício uniforme sobre a lâmina. A abertura de janelas neste filme de óxido permite selecionar as regiões onde são implantadas as impurezas N^+ , que vão originar a fonte e o dreno do dispositivo. Feito isso, removemos o óxido e depositamos um filme de nitreto de silício. Nesse filme, abrimos janelas por onde serão feitos os contatos de dreno e fonte e por onde será formada a junção *Schottky* metal/semiconductor de controle ⁽⁶⁵⁾.

ARGOS- IPOTEL

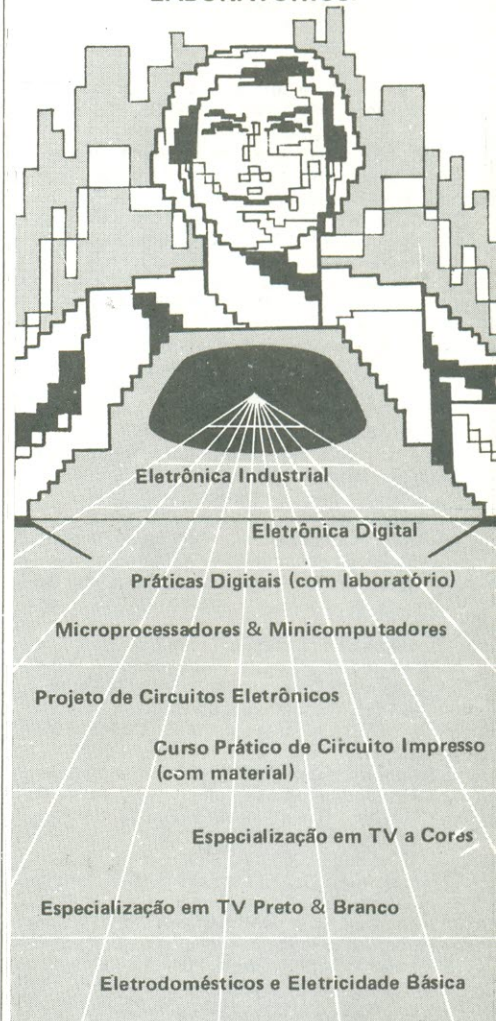
CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

Nome _____
Endereço _____
Cidade _____ CEP _____
Curso _____

Ao nos escrever indique o código **NE**

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

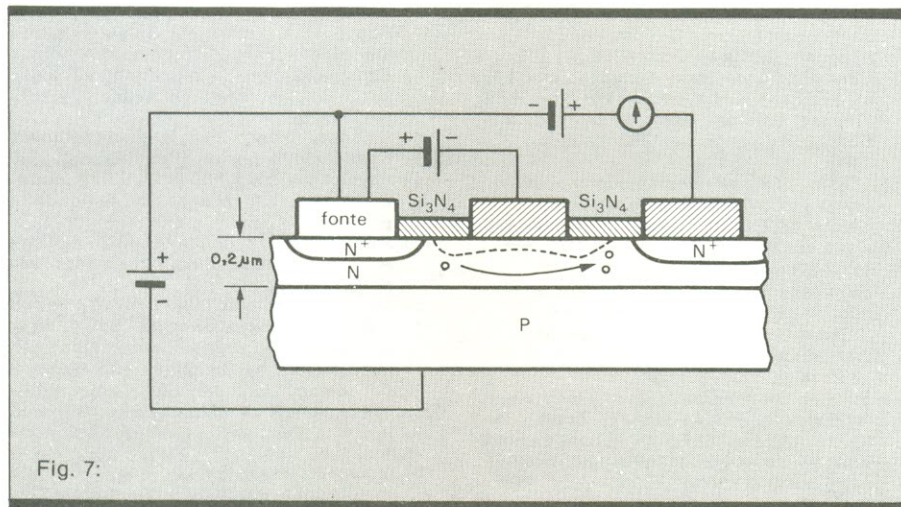


Fig. 7:

Transistor de efeito de campo (metal semiconductor TEC-MES) com a sua polarização normal.

Vale observar que, além de serem largamente empregados em CIs com arsenieto de gálio, apresentando boa estabilidade a longo prazo, os TEC-MES também podem ser utilizados em outros materiais semicondutores. Um exemplo disso é sua aplicação com algum sucesso em substratos de silício, para a produção de memórias de 4 kbits com 2,5 x 2,5 mm de pastilha, apresentando um tempo de acesso de 100 ns⁽⁶⁶⁾. Segundo as previsões, em futuro próximo estes dispositivos deverão ser largamente utilizados em CIs IEMA, com grande vantagem de velocidade e consumo de potência⁽⁶⁷⁾.

Pelo que expusemos até aqui, acreditamos ter deixado claras aos leitores as possibilidades de associação de transistores de efeito de campo canal N com substratos de GaAs. Já em 1977 existiam multiplexadores em GaAs em nível de CI IMA com 100 ps (10^{-10} s) de retardo por bloco lógico⁽⁶⁷⁾. Por outro lado, já há algum tempo vêm sendo construídos amplificadores de 20 a 50 GHz TEC-MES em GaAs^(68, 69). Com isso, os TEC-MES serão empregados indubitavelmente num futuro próximo em CIs de GaAs, gerando subsistemas capazes de operar com relógios na faixa de gigahertz.

Bibliografia

1. *Crystal Grown* — L. G. Bailey — Transactions of Metallurgical Society of AIME, março de 1967, pág. 310.
2. *An All-in-one Process for Building Junctions* — J. Tietjen e L. R. Weisberg — Electronics, novembro de 1967, pág. 113.
3. *The Diffusion of Cadmium and Zinc in Gallium Arsenide* — B. Goldtjen Physical Review, maio de 1960, pág. 1 024.
4. *The Diffusion of Zinc into Gallium Arsenide to Achieve Low Surface Concentration* — H. Becke, D. Falley, W. Kern e D. Stolnitz — Transactions of Metallurgical Society of AIME, março de 1964, pág. 307.
5. Op. Cit. em 87, cap. 5, págs. 108 a 118.
6. *Gallium Arsenide FET's Out Perform Conventional Silicon MOS Devices* — H. W. Beche e J. P. White — Electronics, junho de 1967, págs. 82 a 90.
7. *Getting Dopants on the Bearn is a Long Term Project* — K. E. Manchester — Electronics, novembro de 1967, pág. 116.
8. *Properties of Be Implanted Planar GaAs p-n Junctions* — M. J. Helix, K. V. Vaidynathan e B. G. Streetman — IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-13, n° 4, agosto de 1978, págs. 426 a 429.
9. *Proton Isolation for GaAs Integrated Circuits* — D. C. D'Avanzo — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, págs. 1 051 a 1 058.
10. *Film Making: a Dedicate Job Performed Under Pressure* — K. L. Lawleg — Electronics, novembro de 1967, págs. 114 a 115.
11. *Water Vapor Method* — K. L. Lawley — Journal of Electrochemical Society of AIME, março de 1966, págs. 240 a 245.
12. *Arsine Vapor Phase Method* — J. J. Tietjen e J. A. Amick — Journal of Electrochemical Society of AIME, julho de 1966, págs. 724 a 730.
13. *GaAs in Gallium* — D. Effer — Journal of Electrochemical Society of AIME, outubro de 1965, págs. 1 020 a 1 030.
14. *Application of Anodization in Oxygen Plasma to Fabrication of GaAs IGFET* — T. Sugano e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 2, fevereiro de 1980, págs. 449 a 454.
15. *I-V Characteristics of GaAs MESFET with Nonuniform Doping Profile* — M. S. Shur e L. F. Eastman — IEEE Transactions on Elec-

- tron Devices, vol. ED-27, n° 2, fevereiro de 1980, págs. 455 a 460.
16. *Optimization of GaAs Power MESFET and Material Parameters for 15 GHz Operation* — H. M. Macksey, F. H. Doerbeck e R. C. Vail — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 2, fevereiro de 1980, págs. 467 a 471.
17. *A Manufacturing Process for Analog and Digital Gallium Arsenide Integrated Circuits* — R. L. Van Tuyl e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 031 a 1 038.
18. *Dislocation Density and Sheet Resistance Variations Across Semi-Insulating GaAs Wafers* — R. T. Blunt, S. Clack e D. J. Slirlan — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n° 7, julho de 1982, págs. 1 039 a 1 044.
19. *Backgating in GaAs MESFET's* — C. Kocot e C. A. Stolte — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 7, julho de 1982, págs. 1 059 a 1 064.
20. *Improved Short-Channel GaAs MESFET's by Use of Higher Doping Concentration* — H. Daembekes e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 032 a 1 037.
21. *Recent Advances in Device Processing and Packaging of High-Power Pulsed GaAs Double — Drift IMPATT's dt X-Band* — P. K. Vasudev — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 044 a 1 050.
22. *Characterization of Thin Active Layer on Semi-Insulating GaAs by Mapping of FET Array Performance* — Y. Ishi e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 051 a 1 056.
23. *Dislocations as the Origin of Threshold Voltage Scatterings for GaAs MESFET on LEC* — Grown Semi-Insulating GaAs Substrate — S. Miyazawa e Y. Ishi — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 057 a 1 061.
24. *Uniformity Evaluation of MESFET's for GaAs LSI Fabrication* — Y. Matsuoka e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 062 a 1 067.
25. *A New Open Diffusion Technique Using Evaporated Zn₃P₂ and its Application to a Lateral p-n-p Transistor* — F. Schmitt e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 083 a 1 085.
26. *Uniform Deposition of GaAs in a Multiwafer Vapor — Phase Epitaxial System* — R. M. Lau e R. Dat. — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 086 a 1 089.
27. *Preparation of a Clean GaAs (100) Surface Without Ga or As Vapor Sources* — S. Siharoy e R. A. Hoffman — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 090 a 1 091.
28. *Plasma-Assisted Epitaxial Growth of GaAs and GaSb Layers in Hydrogen Plasma* — K. Matsuoka e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 092 a 1 095.
29. *Formation of Planar N⁺ Pockets in GaAs for Mixer Diode Fabrication* — J. A. Griffin e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 096 a 1 099.
30. *Hot-Plate Alloying for Ohmic Contacts to GaAs* — H. G. Henry e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-31, n° 8, agosto de 1984, págs. 1 100 a 1 102.
31. *Control of Gate-Drain Avalanche in GaAs MESFET's* — S. H. Wemple e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 013 a 1 018.
32. *Stability of Performance and Interfacial Problems in GaAs MESFET's* — T. Itoh e H. Ynai — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 037 a 1 044.
33. *Physical and Materials Limitations on Breakdown Voltage of GaAs Power MESFET's* — S. Tiwan e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 045 a 1 054.
34. *Electron-Beam Fabrication of Submicrometer Gates for a GaAs MESFET Logic* — N. Kato e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 089 a 1 101.
35. *GaAs Digital IC Technology/Statistical Analysis of Devices Performance* — R. Zucca e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 109 a 1 115.
36. *LSI Processing Technology for Planar GaAs Integrated Circuits* — B. M. Welch e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 116 a 1 123.
37. *Planar GaAs MOSFET Integrated Logic* — N. Yokoyama e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 124 a 1 127.
38. *Status of the GaAs Metal-Oxide-Semiconductor Technology* — T. Mimura e M. Fukuta — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 147 a 1 155.
39. *Design and Fabrication of High-Speed GaAlAs/GaAs Heterojunction Transistors* — J. P. Bailbe e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 160 a 1 163.
40. *GaAs and Related Heterojunction Charge-Coupled Devices* — I. Deyhimy e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 172 a 1 180.
41. *Three-Phase GaAs Schottky — Barrier CCD Operated up to 100 MHz Clock Frequency* — U. Ablassmeir e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 181 a 1 182.
42. *Planar Sealed — Channel Gallium Arsenide Schottky — Barrier Charge — Coupled Devices* — M. D. Clark e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 183 a 1 187.
43. *GaAs Hall Element Fabricated by Ion Implantation* — H. Tanone e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 188 a 1 192.
44. *Equivalent Circuit Model of FET Including Distributed Gate Effects* — R. L. Rivas — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 193 a 1 194.
45. *A Two-Phase CCD on GaAs with 0,3 µm — Wide Electrode Gaps* — W. Kellner e outros — IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, n° 6, junho de 1980, págs. 1 195 a 1 196.
46. *Progress in Solid State Chemistry* — A. Y. Cho e J. R. Arthur, ED G. Somorjai e J. McCaldair — Pergamon Press, 1975.
47. *Epitaxial Growth* — L. L. Chang e R. Ludeke — Ed. J. W. Matheus Academic Press, N.Y., 1975.
48. *Crystals, Growth, Properties and Applications* — vol. III, Heidelberg, 1980.
49. *Physics of Thin Films* — C. E. C. Wood — Ed. G. Hass e M. Francombe — Academic Press, N.Y., 1980.
50. *Molecular Beam Epitaxy* — M. J. Panish e A. Y. Cho. — IEEE Spectrum, abril de 1980, págs. 18 a 23.
51. *Molecular Beam Epitaxy — A Versatile Tool For Semiconductor Growth* — C. E. C. Wood — Trabalho apresentado na 3ª Oficina de Microeletrônica, Campinas, São Paulo.
52. *Technology Update — Semiconductors* — J. G. Rosa e R. Beresford — Electronics, outubro de 1981, pág. 54, n° 21, págs. 116 a 136.
53. *Molecular Beam Epitaxy* — A. Y. Cho e J. R. Arthur — Progress in Solid State Chemistry, vol. 10, ed. 8 — Somorjai e J. Caldim — Pergamon Press Inc. — Elmsford, 1975, págs. 157 a 167.
54. *Recent Developments in Molecular Beam Epitaxy* — A. Y. Cho — Journal of Vacuum Science and Technology — vol. 16, 1975, págs. 275 a 293.
55. *Molecular Beam Epitaxy of III-V Compounds* — Proog, Crystals Growth, Properties and Applications — E. D. L. F. Boschke, Springer — Verlag, Heidelberg, W. Germany, 1979.
56. Ref. Cit. 87, cap. 1, págs. 40 a 47.
57. *Microwave Mixing and Detecting* — C. M. Howell — Electronics, novembro de 1967, págs. 123 a 125.
58. *Narrow Field for Bipolar* — H. Strack — Electronics, novembro de 1967, págs. 119 a 122.
59. *Double Diffused Gallium Arsenide Transistors* — H. Becke, D. Maley e D. Stolnitz, Solid State Electronics, março de 1965, pág. 255.
60. *Double Diffused Gallium Arsenide Transistors* — J. Antell e A. White — Institute of Physics and Physical Conference Séries, n° 3, 1966, pág. 201.
61. *Fast Moving FET's Can Outpace Rivals* — H. Becke — Electronics, novembro de 1967, pág. 122.
62. *Over the Horizon: Gallium Arsenide IC's* — E. M. Methal, Electronics, novembro de 1967, pág. 134.
63. *Medium Power GaAs MESFET's* — S. Y. Nattayan, H. C. Huang, I. Drulier, R. L. Camisa e S. T. Jolly — Microwave Journal, vol. 19, n° 2, fevereiro de 1976, págs. 47 a 49.
64. *Medium Power GaAs Field Effect Transistors* — Drukier e outros — Electronics Letters, vol. II, n° 5, março de 1975, 104 a 105.
65. *Long Term Stabilization of Microwave FET's* — D. R. Chen, H. F. Cooke e J. N. Wholey — Microwave Journal, vol. 18, n° 11, novembro de 1975, págs. 60 a 61.
66. *MESFET Memory Stuffs in the Bits* — Notes of Electronics International, Electronics, fevereiro de 1975, pág. 13E.
67. *Solid State Devices* — E. A. Torreno — IEEE Spectrum, janeiro de 1977, pág. 54.
68. *7,15 GHz GaAs FET Thin Film Amplifier* — Avantek Inc. — Microwave Journal, vol. 19, n° 5, maio de 1976, pág. 46.
69. *Semiconductors Prove Fittful for Microwave Power Devices* — B. Berson, Electronics, janeiro de 1976, págs. 83 a 90.

Como é possível obter uma patente no Brasil

A patente é um direito outorgado por força de lei a quem tenha inventado, criado ou aperfeiçoado algo através de um documento oficial chamado **Carta Patente**, de uso exclusivo durante certo período de tempo. Mas... e daí? Você saberia como proceder ou mesmo fazer uma avaliação preliminar caso constate a necessidade de proteger um de seus trabalhos?

Após conversa com Juliano Barsali, editor da NE, sobre minhas experiências no encaminhamento de três pedidos de privilégio de invenção, resolvi fazer um breve relato para permitir que o leitor interessado em trilhar esse caminho possa fazê-lo de forma mais segura e, principalmente, econômica.

Bem econômico — O titular de uma Carta Patente, no período em que perdurar o seu privilégio, tem nas mãos um monopólio. É, portanto, o único que pode usufruir do objeto da patente, seja explorando-o diretamente, seja transferindo os seus direitos a terceiros, definitiva ou temporariamente, ou ainda estabelecendo um contrato com terceiros para a exploração do mesmo.

Dessa forma, a patente funciona como o instrumento através do qual o conhecimento tecnológico é transformado em bem econômico, garantindo assim a possibilidade de retorno do investimento em pesquisa e desenvolvimento.

Um pouco da evolução histórica — Os privilégios de patente, na Idade Média, eram concedidos como atos discricionários dos senhores do poder, em função das necessidades econômicas do momento, ou como favor, ou ainda como uma liberalidade com que se agraciava algum súdito.

Tais privilégios não beneficiavam necessariamente e exclusivamente os inventores. Eram conferidos sob diversas formas (cartas, franquias ou licenças), com o objetivo de atribuir monopólios temporários para a fabricação de determinados produtos, a utilização específica de métodos de fabricação ou mesmo o direito à comercialização. A

extensão de tal prática deveu-se essencialmente ao interesse de desenvolvimento industrial e econômico de determinadas regiões, objetivando atrair, por exemplo, artesãos e industriais para a fabricação local.

Lei Veneziana — Em 19 de março de 1474 surgiu em Veneza o que se considera a primeira lei de patentes do mundo. Ela estabelecia alguns princípios básicos bastante avançados para a época: novidade da invenção, aplicação prática, exclusividade, salvaguarda dos interesses do Estado, licença de exploração e sanção a terceiros que a utilizassem sem autorização.

Alvará de 1809 — No Brasil, o marco inicial da proteção ao inventor situa-se no Alvará do Príncipe Regente D. João VI, datado de 28 de abril de 1809, cujo texto dizia: "O objetivo deste Alvará é promover a felicidade pública dos meus vassallos, e ficam estabelecidos com esse desígnio princípios liberais para a prosperidade do Estado do Brasil, especialmente necessários para fomentar a agricultura, animar o comércio, adiantar a navegação e aumentar a povoação, fazendo-se mais extensa e análoga à grandeza do mesmo Estado.

"Sendo muito conveniente que os inventores e introdutores de alguma nova máquina e invenção nas artes gozem de privilégio exclusivo, além do direito que possam ter ao favor pecuniário que seu serviço estabelecer em benefício da indústria e das artes, ordeno que todas as pessoas que estiverem neste caso apresentem o plano de seu novo invento à Real Junta do Comércio, e que esta, reconhecendo a verdade e fundamento dele, lhes conceda o privilégio exclusivo por 14 anos, ficando obrigada a publicá-los depois para que, no fim desse prazo, toda Nação goze do fruto dessa invenção. Ordeno, outrossim, que se faça uma exata revisão nos que se acham atualmente concedidos, fazendo-se público na forma acima determinada e revogando-se os que por falsa alegação ou sem bem fundadas razões obtiverem semelhantes condições".

E hoje, como funciona? — No Brasil, para se obter uma patente deve ser encaminhado um pedido ao INPI — Instituto Nacional da Propriedade Industrial —, que julgará a sua validade com base nas normas legais estabelecidas pelo Código da Propriedade Industrial, Lei n.º 5.772, de 21 de dezembro de 1971.

Se você deseja se aprofundar na matéria, é fundamental conseguir uma cópia completa dessa Lei, para leitura e consulta quando necessário.

Requisitos — Para ser patenteada, uma invenção deve atender a duas exigências básicas, segundo a Lei n.º 5.772:

a) *novidade* — constituir-se em algo novo em relação ao estado da técnica, compreendido este como tudo aquilo que já é de conhecimento público;
b) *aplicação industrial* — passível de ser fabricada ou utilizada industrialmente em um sentido econômico amplo.

Observe a seguir um conjunto de situações em que o seu trabalho ou invento não poderá ser patenteado, de acordo com o Artigo 9 do Código da Propriedade Industrial:

a) as invenções de finalidade contrárias às leis, à moral, à saúde, à segurança pública, aos cultos religiosos e aos sentimentos dignos de respeito e veneração;
b) as substâncias, matérias ou produtos obtidos por meios ou processos químicos, ressaltando-se, porém, a privilegiabilidade dos respectivos processos de obtenção ou modificação;
c) as substâncias, matérias, misturas ou produtos alimentícios, químico-farmacêuticos e medicamentos, de qualquer espécie, bem como os respectivos processos de obtenção ou modificação;
d) as misturas e ligas metálicas em geral, ressaltando-se, porém, aquelas que, não compreendidas na alínea anterior, apresentarem qualidades intrínsecas específicas, precisamente caracterizadas pela sua composição qualitativa, definida quantitativamente, ou por tratamento específico a que tenham sido submetidas;

e) as justaposições de processos, meios ou órgãos conhecidos, a simples mudança de forma, proporções, dimensões ou de materiais, salvo se daí resultar, no conjunto, um efeito técnico novo ou diferente, não compreendido nas proibições deste artigo;

f) os usos ou empregos relacionados com descobertas, inclusive de variedades ou espécie de microrganismos, para fim determinado;

g) as técnicas operatórias ou cirúrgicas ou de terapêutica, não incluídos os dispositivos, aparelhos ou máquinas;

h) os sistemas e programações, os planos ou os esquemas de escrituração comercial, de cálculos, de financiamento, de crédito, de sorteios, de especulação ou de propaganda;

i) as concepções puramente teóricas;

j) as substâncias, matérias, misturas, elementos ou produtos de qualquer espécie, bem como a modificação de suas propriedades físico-químicas e seus respectivos processos de obtenção ou modificação, quando resultantes de transformação do núcleo atômico.

Por outro lado, segundo o Artigo 13 do CPI, também não constituem objeto de patentes:

- a) o que não for privilegiável como invenção, nos termos do disposto no Artigo 9;
- b) as obras de escultura, arquitetura, pintura, gravura, esmalte, bordados, fotografias e quaisquer outros modelos ou desenhos de caráter puramente artístico;
- c) o que constituir objeto de privilégio de invenção ou de registro de marca.

Como depositar um pedido de patente — Qualquer pessoa que crie algo que considere novidade e que não esteja enquadrado nas ressalvas descritas anteriormente pode pedir o patenteamento do objeto de sua criação. Para isso, deverá preencher um formulário fornecido pelo INPI, constando nome, nacionalidade, estado civil, profissão, endereço, tipo de privilégio requerido, título da invenção, dados pessoais do procurador (se houver) e relação de documentos que acompanham o formulário de solicitação do privilégio.

Os interessados deverão entrar em contato com as delegacias regionais do INPI, em São Paulo, Porto Alegre e Brasília, ou com as representações do Ministério da Indústria e Comércio, em todas as capitais dos Estados e Territórios, para solicitar o modelo I do for-

mulário e as cópias dos Atos Normativos do INPI do número 17 ao 21, que orientam a montagem da documentação.

Listamos a seguir os principais endereços do INPI, que poderão ser contactados em caso de solicitação de patenteamento.

INPI

Rio de Janeiro

Pça. Mauá, 7

Delegacias Regionais

São Paulo

Av. 9 de Julho, 5.435 — 11.º andar

Brasília

SAS Q2 Lote 1A

Porto Alegre

R. Siqueira Campos, 1184 — conj. 809

Representação do INPI em Curitiba:

Edifício Afonso Alves de Camargo
Secretaria da Indústria e do Comércio
Centro Cívico de Curitiba
Curitiba — PR

Invenção de empregados — A questão da propriedade das invenções ou criações desenvolvidas por profissionais da área industrial assume grande importância, pois o progresso técnico depende largamente do desenvolvimento das atividades inventivas e do estímulo à pesquisa. Assim, ressalta-se a necessidade de assegurar aos inventores que sejam empregados de empresa do setor industrial certos direitos sobre suas criações — ou vantagens — que compensem e estimulem o seu trabalho. Isso irá se reverter em benefício do próprio desenvolvimento tecnológico.

Contudo, nesta situação, o problema não é tão simples como pode parecer, pois o profissional empregado geralmente utiliza-se dos meios materiais e/ou intelectuais postos à sua disposição pelo empregador para desenvolver o seu invento, além do que o mesmo pode resultar direta ou indiretamente de uma atividade contratada. O Código da Propriedade Industrial, no seu Título I, Capítulo XIV, define os direitos das partes na propriedade dos inventos ocorridos na vigência de contrato de trabalho ou de prestação de serviços, em três situações principais:

- a) a propriedade pertencerá exclusivamente ao *empregador*, no caso em que a invenção resultar da própria atividade contratada, ou seja, a atividade inventiva é prevista ou decorrente da pró-

pria natureza do trabalho do empregado (Capítulo I, Art. 40 e parágrafos);

- b) a propriedade pertencerá exclusivamente ao *empregado*, no caso de a criação ser realizada sem relação com o contrato de trabalho ou prestação de serviços, ou, ainda, sem utilização de recursos, dados, meios, materiais, instalações ou equipamentos do empregador (Capítulo I, Art. 41);
- c) a propriedade será *comum* para as criações que decorrerem da contribuição pessoal do empregado e de recursos, dados, meios, materiais, instalações ou equipamentos do empregador, sendo a este garantido o direito exclusivo da licença de exploração, cabendo ao empregado, por outro lado, a devida remuneração (Capítulo I, Art. 42 e parágrafos).

Essas normas aplicam-se também a atividades desenvolvidas em entidades da administração pública, direta ou indireta, federal, estadual ou municipal, conforme previsto no Capítulo I, Art. 43.

Conclusão — Desde a época em que eu era estudante de eletrônica estive sempre ligado ao desenvolvimento e à pesquisa de métodos e processos e, especificamente, ao desenvolvimento de instrumentos de medidas (inclusive diversos tipos de sensores). Acumulei ao longo de minha atividade profissional dezenas de projetos, cuja aplicação sempre resultou em vantagens econômicas para os seus usuários. Tenho três pedidos de privilégio de invenção depositados no INPI, sendo o primeiro deles com o deferimento da patente já publicado. Considero que hoje já é possível obtermos a real valorização de nosso trabalho de pesquisa e que isso é positivo para o desenvolvimento de novas tecnologias para a indústria e para a agricultura do país.

Apesar disso, não acredito que baste a Carta Patente para que os benefícios advindos de uma invenção possam ser realmente aproveitados por seu autor. Isto porque ela garante tão-somente o direito de exclusividade, sem contar ainda que, segundo o INPI, deve ser cumprido um período de carência de três anos, após a sua expedição, para que tenha início a exploração industrial do invento. É fácil perceber que quase sempre o inventor brasileiro por si só não terá os recursos necessários para o desenvolvimento em nível industrial de qualquer projeto.

Vamos falar sobre o assunto? Escrevam-me!

NE

Este anexo visa propiciar uma melhor fixação dos conceitos vistos ao longo do manual, combinando testes, questões objetivas e alguns cálculos práticos. As perguntas e respostas foram dispostas de forma a permitir que a metade direita de cada página possa ser coberta por uma folha de papel, enquanto se pensa na solução. Depois, para conferir, basta deslocar um pouco a folha de cobertura e ler as respostas "oficiais", sempre baseadas rigorosamente no texto do manual. Os exercícios, além disso, estão sendo apresentados por assunto, de acordo com os capítulos do próprio manual. E, sempre que possível, junto à resposta incluímos a página do manual em que o assunto é tratado, a fim de facilitar a consulta aos pontos de maior dificuldade.

SEGURANÇA

Juntamos aqui várias regras básicas de segurança, algumas verdadeiras e outras falsas. Identifique-as com "V" ou "F"

- | | | |
|---|-------|---|
| 1. ____ Não se deve reparar sozinho nenhum equipamento elétrico. | | V |
| 2. ____ É vital estar a par dos símbolos que indicam áreas perigosas dos circuitos e observar as normas de segurança do aparelho. | | V |
| 3. ____ É seguro operar aparelhos elétricos em atmosferas explosivas. | | F |
| 4. ____ Deve-se sempre aterrar o osciloscópio ao circuito e manter ambos bem aterrados. | | V |
| 5. ____ Não é aconselhável tocar em ligações e componentes expostos do circuito sob teste quando este estiver ligado. | | V |
| 6. ____ Para evitar choques elétricos, nada melhor que uma ligação de terra. | | V |
| 7. ____ Na falta de um cordão de força para o osciloscópio, qualquer um servirá. | | F |
| 8. ____ O cordão de força não é importante e não precisa estar em boas condições. | | F |
| 9. ____ O fusível deve ser sempre o de valor recomendado pelo fabricante. | | V |
| 10. ____ Melhor não remover tampas ou painéis do osciloscópio. | | V |

INTRODUÇÃO

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ revestimento eletroluminescente da face interna de um TRC
2. ____ bloco funcional do osciloscópio que desloca o feixe de elétrons de um lado para outro da tela
3. ____ bloco funcional do osciloscópio que determina o ponto inicial do traço
4. ____ dispositivo que converte um tipo de energia em outro
5. ____ bloco funcional do osciloscópio que controla o TRC
6. ____ tubo de raios catódicos
7. ____ bloco funcional do osciloscópio que desloca o feixe de elétrons de alto a baixo na tela
8. ____ corrente de elétrons altamente focalizada e dirigida contra a face interna do TRC

- a. transdutor
- b. circuito vertical
- c. circuito horizontal
- d. circuito do *display*
- e. circuito de disparo
- f. TRC
- g. feixe de elétrons
- h. fósforo

- 1 - h
- 2 - c
- 3 - e
- 4 - a
- 5 - d
- 6 - f
- 7 - b
- 8 - g

1.º CAPÍTULO — A tela do osciloscópio

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ uma das marcações de tempo de subida gravadas na retícula
2. ____ controle do TRC que reduz as tensões de deflexão e inibe o controle de intensidade
3. ____ componente horizontal dos gráficos traçados pelo osciloscópio
4. ____ erro de leitura causado pelo deslocamento do observador em relação ao plano de medida
5. ____ conjunto de linhas gravado no interior da tela
6. ____ componente vertical dos gráficos traçados pelo osciloscópio
7. ____ controla a intensidade do feixe de elétrons e seu apagamento
8. ____ matriz 8 x 10 de espaços gravados na retícula do osciloscópio
9. ____ controle usado no alinhamento do componente horizontal da forma de onda com as linhas horizontais da retícula
10. ____ controle do TRC que altera o brilho do traço, na tela
11. ____ controle do TRC que altera o ponto de focalização do feixe de elétrons

- a. retícula
- b. eixo Y
- c. eixo X
- d. eixo Z
- e. erro de paralaxe
- f. divisões maiores
- g. marcação de 10%
- h. localizador de feixe
- i. controle de intensidade
- j. rotação do traço
- k. controle de foco

- 1 - g
- 2 - h
- 3 - c
- 4 - e
- 5 - a
- 6 - b
- 7 - d
- 8 - f
- 9 - j
- 10 - i
- 11 - k

Responda as questões em poucas palavras:

Como o osciloscópio traça os gráficos?

Os gráficos são traçados pelo deslocamento de um feixe de elétrons sobre a face interna do TRC, sensibilizando um revestimento de fósforo (veja a página 6).

Descreva o circuito do *display*.

O circuito do *display* de um osciloscópio consiste no tubo de raios catódicos e seus controles (veja a página 7).

O que é a retícula?

A retícula é uma grade de linhas, gravadas ou impressas na face interna da tela. Serve de referência para várias medições.

Por que a retícula deve ser gravada na face interna do TRC?

Para reduzir a magnitude do erro de paralaxe (veja a página 6).

Descreva as marcações que podem ser encontradas na retícula.

São as divisões maiores e menores, além das marcações para a medida de tempos de subida (veja a página 6).

O que é o localizador de feixe?

É um controle que permite encontrar o feixe de elétrons, sempre que ele estiver fora da tela (veja a página 6).

Qual a função do controle de intensidade?

Ele ajusta o brilho do traço (veja a página 6).

Como opera o controle de foco?

Ele atua sobre a grade de focalização existente no interior do TRC (veja a página 7).

Qual a utilidade do recurso de rotação de traço?

O controle de rotação permite alinhar eletricamente a deflexão horizontal do traço com a retícula fixa (veja a página 7).

2º CAPÍTULO — O canal vertical

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ modalidade de operação com dois canais, onde completa-se uma varredura antes que a outra comece
2. ____ controle que inverte a polaridade do sinal aplicado à entrada vertical do canal 2
3. ____ valor, em tensão ou tempo, de cada divisão maior da retícula
4. ____ controle que altera a sensibilidade do canal vertical do osciloscópio
5. ____ modalidade de operação com dois canais, onde os dois canais são somados algebricamente
6. ____ tensões presentes no sistema vertical e usadas no controle do traço
7. ____ modalidade de operação com dois canais, na qual o osciloscópio chaveia rapidamente os traços
8. ____ métodos de se aplicar sinais à entrada do circuito vertical
9. ____ controle que permite posicionar o traço verticalmente na tela

- a. tensões de deflexão
- b. acoplamento
- c. VOLTS/DIV
- d. alternada
- e. fator de escala

- f. CH 2 INVERT
- g. ADD
- h. CHOP
- i. POSITION

- 1 - d
- 2 - f
- 3 - e
- 4 - c
- 5 - g
- 6 - a
- 7 - h
- 8 - b
- 9 - i

Responda as questões em poucas palavras:

Qual a função do circuito vertical de um osciloscópio?	Ele proporciona ao aparelho o chamado eixo Y, ou seja, a informação vertical dos gráficos (veja a página 9).
Como atuam os controles de posicionamento?	Eles permitem que se posicione o traço exatamente onde se deseja, na tela.
O que significam os termos AC, DC e GND do painel?	São três formas de acoplamento de sinais ao osciloscópio (veja a página 9).
O que é o controle VOLTS/DIV?	É uma chave rotativa que controla a sensibilidade dos canais verticais (veja a página 10).
Qual a relação entre a sensibilidade vertical e o fator de escala?	A chave VOLTS/DIV altera o fator de escala, isto é, o valor de cada divisão maior da retícula (veja a página 10).
E a relação entre o fator de escala e a ponta de prova?	O fator de escala também é influenciado pela ponta de prova, de acordo com a atenuação desta (veja a página 10).
Qual a função do controle VOLTS/DIV variável?	Ele é de grande utilidade quando se deseja fazer comparações rápidas de amplitude entre vários sinais (veja a página 10).
Qual a diferença entre as modalidades alternada e chaveada de operação vertical?	Na chaveada, o aparelho traça uma pequena parte de um sinal, antes de passar para o outro. Na alternada, os sinais são traçados completamente (veja a página 11).
Em que ocasiões devem ser utilizadas essas duas modalidades?	A modalidade chaveada é útil na observação de sinais mais "lentos", enquanto a alternada é usada com varreduras rápidas (veja a página 11).

3º CAPÍTULO — O canal horizontal

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ traço com uma área mais brilhante que o normal
2. ____ varredura principal, sem retardo
3. ____ parte do circuito horizontal que gera a onda dente-de-serra
4. ____ controle do circuito horizontal que determina a taxa de varredura
5. ____ denominação da varredura que tem início após um certo período de retardo
6. ____ denominação da parte ascendente da onda dente-de-serra usada para gerar as tensões horizontais de deflexão
7. ____ período no qual o feixe de elétrons volta ao lado esquerdo da tela
8. ____ período de tempo entre varreduras, quando o feixe não pode varrer a tela
9. ____ outro nome do gerador de varredura
10. ____ forma de onda caracterizada por uma rampa "lenta" e um retorno rápido

a. dente-de-serra	1 - e
b. gerador de varredura	2 - h
c. rampa	3 - b
d. retenção	4 - f
e. varredura intensificada	5 - i
f. SEC/DIV	6 - c
g. retraço	7 - g
h. varredura A	8 - d
i. varredura B	9 - j
j. base de tempo	10 - a

Responda as questões em poucas palavras:

Quais as funções do canal horizontal?	Ele proporciona a segunda dimensão no sistema X-Y e a temporização do eixo Z (veja a página 14).
Cite os dois principais elementos do circuito horizontal.	O gerador de varredura e o amplificador horizontal (veja a página 15).
Quais as vantagens da rampa produzida pelo gerador de varredura?	Ela permite que o deslocamento do feixe seja calibrado diretamente em unidades de tempo (veja a página 14).
Qual a função do controle conhecido por SEC/DIV?	Consiste em uma chave rotativa que permite selecionar o ritmo com que o feixe varre a tela, possibilitando a observação de sinais de diferentes frequências (veja a página 14).
Descreva o uso do controle SEC/DIV variável.	Ele reduz a velocidade de varredura em 2,5 vezes, no mínimo, permitindo observar frequências ainda menores (veja a página 15).
Diga a utilidade do controle de ampliação horizontal.	Ele se presta à observação de detalhes muito próximos entre si, em um mesmo sinal (veja a página 15).

Quais as modalidades de operação horizontal do 2213?

São as modalidades normal, intensificada e com varredura atrasada (veja a página 14).

Quais as modalidades de operação horizontal do 2215?

Como osciloscópio com dupla base de tempo, ele oferece duas varreduras, uma com e outra sem retardo, que podem ser usadas em conjunto ou separadamente (veja a página 14).

4º CAPÍTULO — O sistema de disparo

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ modalidade de operação do disparo na qual o sinal de *trigger* atua alternadamente entre os dois canais
2. ____ controle do sistema de disparo que determina se o disparo deve ocorrer nas bordas ascendentes ou descendentes do sinal
3. ____ controle que permite variar o tempo entre varreduras quando o disparo não pode ser aplicado
4. ____ modalidade de operação em que o sinal de disparo é obtido dos 60 Hz da rede
5. ____ controle que determina o nível de tensão do ponto de disparo

- | | |
|----------------------|-------|
| a. rampa | 1 - e |
| b. nível | 2 - a |
| c. retenção variável | 3 - c |
| d. disparo pela rede | 4 - d |
| e. vertical | 5 - b |
-

Responda as questões em poucas palavras:

Qual a função do circuito de disparo?

Ele determina o ponto exato em que o osciloscópio deve começar a exibir um sinal (veja a página 17).

Qual a vantagem de um osciloscópio dotado de disparo e como ela é obtida?

Sua vantagem é uma tela estável, conseguida porque a varredura é iniciada sempre no mesmo ponto do sinal (veja a página 17).

Quais as funções dos controles de nível de disparo e rampa?

Juntos, eles definem o ponto de disparo (veja a página 18).

Descreva a função do controle variável de disparo.

Ele existe para evitar falsos disparos, quando um sinal complexo contém vários pontos possíveis de disparo (veja a página 18).

Cite as duas modalidades de disparo e suas vantagens.

São a interna, que permite observar onde está sendo efetuado o disparo, e a externa, que atua como um terceiro canal do osciloscópio, liberando os outros dois para sinais (veja as páginas 19 e 20).

Descreva a modalidade automática de operação do disparo.

O disparo dá início a uma varredura, que se desenvolve normalmente e termina, seguida pelo período de retenção; nesse ponto, um temporizador entra em ação; caso não haja outro disparo, até o final da temporização, é gerada uma varredura "artificial", fazendo surgir na tela o traço base, sem sinal (veja a página 20).

5º CAPÍTULO — Pontas de prova

Combine as definições com os termos correspondentes:

1. ____ ajustar a capacitância de uma ponta de prova, a fim de “casá-la” com a entrada vertical do osciloscópio
2. ____ pontas de prova com elementos ativos
3. ____ sonda usada para medir tensão
4. ____ sonda usada para medir corrente
5. ____ efeito da ponta de prova sobre o circuito em teste

- a. influência sobre o circuito
- b. compensação da ponta de prova
- c. ponta sensora de tensão

- d. ponta sensora de corrente
- e. ponta de prova a FET

- 1 - b
 - 2 - e
 - 3 - c
 - 4 - d
 - 5 - a
-

Responda as questões em poucas palavras:

Qual a ponta de prova que exerce a menor influência possível sobre a medida?

É a ponta especialmente projetada para o osciloscópio que se está usando, pois tem o menor efeito capacitivo sobre o circuito testado (veja a página 23).

Por que as sondas atenuadoras são ajustáveis?

Os ajustes têm o objetivo de “casar” a ponta de prova com o osciloscópio (veja a página 13).

Descreva o fenômeno de influência da ponta de prova sobre o circuito.

Ela pode ser resistiva, capacitiva ou indutiva e altera os sinais a serem medidos em maior ou menor grau (veja a página 23).

Quais os elementos mais importantes da influência em baixas e altas frequências?

Nas frequências inferiores a 5 kHz, o elemento mais importante é o resistivo. Nas frequências elevadas, as influências capacitiva e indutiva são mais intensas (veja a página 23).

Qual a melhor forma de reduzir ao mínimo a influência capacitiva?

Basta utilizar uma ponta de prova atenuadora, que a reduz para apenas 10 a 14 pF (veja a página 23).

O efeito da ponta de prova sobre um circuito é invariável?

Não, ele varia com a frequência (veja a página 23).

Como interagem as faixas de medida do osciloscópio e da ponta de prova?

De acordo com as fórmulas:

$$T_{s(sist)} = \sqrt{T_{s(osc)}^2 + T_{s(ponta)}^2} \quad e$$
$$LF = 350/T_{s(sist)}$$

(veja a página 24).

Combine os tipos de ponta de prova com suas características:

1. ____ passiva, 1X, sensora de tensão
2. ____ passiva, 10X, 100X, 1000X, atenuadora, sensora de tensão
3. ____ ativa, sensora de tensão, FET
4. ____ sensora de corrente
5. ____ alta-tensão

a. Atenua sinais; largura de faixa até 300 MHz; capacitância ajustável; manipula sinais até 500 V (10X), 1,5 kV (100X) e 20 kV (1000X).

b. Não atenua o sinal, permitindo máxima sensibilidade na extremidade da sonda; largura de faixa limitada; capacitância elevada (32 a 112 pF); sinais até 500 V.

c. Medida de corrente; influência baixíssima.

d. Atenuação comutada; capacitância de apenas 1,5 pF; mais cara e menos robusta que outros tipos; faixa dinâmica limitada, mas LF até 900 MHz; influência mínima.

e. Manipulação de sinais até 40 kV.

1 - b
2 - a
3 - d
4 - c
5 - e

Faça o seguinte exercício:

Calcule o tempo de subida do sistema composto por um osciloscópio de 35 MHz e uma ponta de prova de 50 MHz.

O osciloscópio exibe um tempo de subida de 10 ns e a sonda, de 7 ns, já que:

$$T_{s(ns)} = 350/LF(MHz)$$

Assim, o tempo de subida em conjunto vai ser:

$$T_{s(sist)} = \sqrt{10^2 + 7^2}$$

ou 12,2 ns. Convertendo novamente em largura de faixa, tem-se 28,7 MHz.

NUNCA A TECNOLOGIA FOI TÃO OUSADA.



Solution 16

Só mesmo a CP - Computadores Pessoais, com a avançada tecnologia Prológica, poderia ter ousado tanto: ela diminuiu o tamanho do micro de 16 bits para aumentar suas vantagens.

Solution 16. Mais tecnologia, praticidade e qualidade no primeiro computador de 16 bits integrado do mercado. Por que integrado? Porque a CP colocou dentro do Solution 16 tudo o que os outros computadores de 16 bits têm do lado de fora. E depois, reduziu

tudo. Seu teclado capacitivo se integra ao corpo do computador, facilitando ainda mais sua locomoção, para você utilizá-lo de uma forma dinâmica, em qualquer lugar onde precisar dele.

E a CP não parou por aí. O Solution 16 é totalmente ex-

pansível e compatível com o IBM PC, o que lhe dá uma grande versatilidade de uso e multiplicidade de operações para que ele se integre ao dia-a-dia de empresas, escritórios e profissionais liberais.

Quanto ao preço, não se preocupe: ele custa menos

que qualquer outro computador de sua categoria, sem abrir mão de nenhuma vantagem.

Conheça de perto o Solution 16 e o que só mesmo um micro de 16 bits integrado pode oferecer.

CP
COMPUTADORES PESSOAIS
TECNOLOGIA
PROLOGICA

